

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Univerzitní studijní programy

Řídicí algoritmy pohonů elektromobilů

Control algorithms of electric vehicles

2010

Jiří Minks

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Univerzitní studijní programy

Zadání bakalářské práce

Student: **Jiří Minks**
Studijní program: B3943 Mechatronika
Studijní obor: 3906R007 Automobilová elektronika
Téma: **Řídicí algoritmy pohonů elektromobilů**
Control Algorithms of Electric Vehicles

Zásady pro vypracování:

1. Rozbor koncepcí pohonů elektromobilů.
2. Stanovení požadavků na hlavní části pohonu elektromobilu.
3. Rozbor řídicích algoritmů pohonu elektromobilu.
4. Vytvoření simulačních modelů a následná simulace regulačních struktur pomocí programu Matlab - Simulink.
5. Analýza výsledků simulací a jejich porovnání s teoretickými předpoklady.

Seznam doporučené odborné literatury:

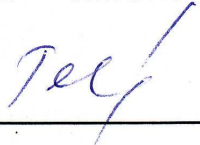
Podle pokynů vedoucího bakalářské práce.

Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

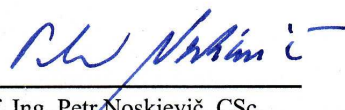
Vedoucí bakalářské práce: **prof. Ing. Pavel Brandštetter, CSc.**

Datum zadání: 02.11.2009

Datum odevzdání: 21.05.2010



vedoucí katedry



prof. Ing. Petr Noskiewič, CSc.
prorektor pro studium

„Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně.

Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.“

Ostrava, 21.5. 2010

Jiří Minks

Poděkování

Děkuji vedoucímu mé bakalářské práce profesoru Ing. Pavlu Brandštetterovi, CSc. za odborné vedení a rady poskytnuté v průběhu řešení této práce.

Ostrava, 21.5. 2010

Jiří Minks

Abstrakt

Tato práce se zabývá problematikou současných elektromobilů. Obsahuje rešerši konceptů elektromobilů se zaměřením na hlavní části. Mezi nimi je zahrnut elektromotor, napěťový střídač, zdroj energie a řídicí jednotka. Dále jsou zde popsány nároky kladené na tyto části, nejdůležitější je nárok na hospodárnost. To je vyvozeno ze současného stavu společnosti, kdy hlavním tématem v automobilovém průmyslu je snaha o šetření financí respektive paliva. Elektromotor se stává hospodárnějším při použití vhodného algoritmu řízení. Dva nejznámější, vektorově orientované řízení a přímé řízení momentu, jsou zde také rozebrány. Vlastnosti regulační struktury je výhodné ověřit před uvedením do provozu, toto je možno provést s použitím simulačních softwarů. Simulační výsledky vektorově orientovaného řízení jsou uvedeny v závěru této práce.

Klíčová slova

Vektorově orientované řízení, přímé řízení momentu, řídicí algoritmy pohonů elektromobilů, synchronní motor s permanentními magnety.

Abstract

This bachelor's work is concerned with problems relating to actual electric vehicles. The work contains recherche of concepts of electric vehicles that is aimed to the principal parts. Among these parts is comprised an electromotor, a voltage source inverter, a power source and a control section. Furthermore the work describes the claims on these parts. The most important claim is the pretension to economization. It is educed from a current situation of society, when the main theme in automobile industry is an endeavor after saving money or more precisely a fuel. The electromotor become more economical in using an appropriate control algorithm. The two best known algorithms are the vector oriented control and the direct torque control which there are also analyzed here. The characteristics of regulating structure are advantageous to check before the initiation into production. This attestation is possible to do by using simulation software. The simulation results of the vector oriented control are introduced at the ending of this work.

Key words

Vector oriented control, direct torque control, control algorithms of electric vehicles, permanent magnet synchronous motor.

Seznam použitých symbolů

f_{ref}	[Hz]	-frekvence sinusového referenčního napětí střídače
f_t	[Hz]	-frekvence trojúhelníkového napětí střídače
i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}	[A]	-okamžité hodnoty statorových fázových proudů obecného 3-fázového motoru
i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}	[A]	-okamžité hodnoty rotorových fázových proudů obecného 3-fázového motoru
i_{1d}, i_{1q}	[A]	-složky vektoru statorového proudu ve rotorovém souřadném systému
$i_{1\alpha}, i_{1\beta}$	[A]	-složky vektoru statorového proudu ve statorovém souřadném systému
i_{max}	[A]	-maximální přípustný proud měniče, respektive motoru
Im		-označení imaginární složky vektoru
i_p		-celkový převodový poměr mezi koly a motorem
\underline{i}_2^R		-vektor rotorového proudu v rotorovém souřadném systému
\underline{i}_1^S		-vektor statorového proudu ve statorovém souřadném systému
J	[kgm ²]	-celkový moment setrvačnosti pohonu
L_S, L_R	[H]	-celková indukčnost jedné fáze statorového, rotorového vinutí
L_h	[H]	-hlavní indukčnost
m_{aere}	[Nm]	-zatěžovací moment vyvozený důsledkem aerodynamického odporu karoserie
m_D	[Nm]	-dynamický zatěžovací moment
m_f		-modulační frekvenční poměr
m_h		-modulační poměr označující hloubku modulace
m_m	[Nm]	-moment motoru
m_r	[Nm]	-zátěžný moment způsobený válivým odporem pneumatik
m_s	[Nm]	-zatěžovací moment způsobený jízdou po skloněné vozovce
m_Z	[Nm]	-moment zátěže
n_m	[min ⁻¹]	-jmenovité otáčky
p		-počet polpárů
P_n	[W]	-jmenovitý výkon
q	[var]	-jalový výkon motoru
R_S	[Ω]	-odpor jedné fáze statorového vinutí
R_R	[Ω]	-odpor jedné fáze rotorového vinutí
s_m, s_ψ		-výstupy hysterezních regulátoru momentu a toku
u_i	[V]	-indukované napětí vytvářené budícím tokem Ψ_b

u_{1a}, u_{1b}, u_{1c}	[V]	-okamžité hodnoty statorových fázových napětí obecného 3-fázového střídavého motoru
u_{2a}, u_{2b}, u_{2c}	[V]	-okamžité hodnoty rotorových fázových napětí obecného 3-fázového střídavého motoru
u_{1d}, u_{1q}	[V]	-složky vektoru statorového napětí v rotorovém souřadném systému
u_{1dr}, u_{1qr}	[V]	-složky vektoru statorového řídicího napětí střídače v rotorovém souřadném systému
$u_{1\alpha}, u_{1\beta}$	[V]	-složky vektoru statorového napětí v statorovém souřadném systému
u_{de}, u_{qe}	[V]	-složky napětí pro zrušení vazby vektorové regulace
u_a, u_b, u_c	[A]	-fázové napětí zátěže
u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}	[A]	-fázová napětí střídače
U_{DC}	[V]	-stejnoseměrné napájecí napětí střídače
u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}	[V]	-sdružená napětí zátěže
$u_{aref}, u_{bref}, u_{cref}$	[V]	-sinusové referenční napětí střídače
U_t	[V]	-amplituda trojúhelníkového napětí střídače
U_{Mref}	[V]	-amplituda referenčních napětí střídače
\underline{u}_p		-vektor indukovaného protinapětí
\underline{u}_1^S		-vektor statorového napětí ve statorovém souřadném systému
\underline{u}_2^R		-vektor rotorového napětí v rotorovém souřadném systému
x_d, x_q		-složky vektoru veličiny v rotorovém souřadném systému
x_α, x_β		-složky vektoru veličiny v statorovém souřadném systému
\underline{x}^R		-vektor veličiny definované v rotorovém souřadném systému
\underline{x}^S		-vektor veličiny definované v statorovém souřadném systému
I. až VI.		-sektory polohy magnetického toku statoru
Ψ_b	[Wb]	-budící tok rotoru
$\underline{\Psi}_1^S$		-vektor rotorového toku ve statorovém souřadném systému
δ	[rad]	-zátěžný uhel
ε	[rad]	-uhel mezi reálnými osami statorového a rotorového souřadného systému
μ_p		účinnost převodového ústrojí
ω_e	[rad]	-elektrická úhlová rychlost
ω_m	[rad]	-mechanická úhlová rychlost
ω_n	[rad]	-jmenovitá hodnota otáček

Seznam použitých zkratek

SMPM	-synchronní motor s permanentními magnety
PWM	-pulzně šířková modulace

Obsah

Seznam použitých symbolů.....	6
Seznam použitých zkratk8	
Úvod.....	10
1 Rozbor koncepcí pohonů elektromobilů.....	10
1.1 Elektromotory používané v současné době.....	10
1.1.1 Stejnoseměrný s permanentními magnety.....	11
1.1.2 Synchronní 3fázové s permanentními magnety.....	12
1.1.3 Asynchronní 3fázový motor.....	13
1.2 Napájení motoru.....	13
1.3 Zdroje elektrické energie.....	13
2 Stanovení požadavků na hlavní části pohonů elektromobilu.....	15
3 Rozbor řídicích algoritmů pohonů elektromobilu.....	16
3.1 Skalární řízení.....	16
3.2 Matematický popis synchronního motoru s permanentními magnety.....	16
3.3 Vektorově orientované řízení.....	20
3.4 Přímé řízení momentu	23
4 Vytvoření simulačního modelu regulační struktury SMPM.....	27
4.1 Simulační model synchronního motoru s permanentními magnety.....	27
4.2 Matematický popis napěťového střídače a jeho simulační model	28
4.2.2 Metody řízení střídače.....	30
4.2.2.1 Řízení střídače sinusovou komparační metodou.....	30
4.2.2.2 Řízení střídače vektorovým řízením.....	31
4.2.3. Vytvoření simulačního modelu napěťového střídače řízeným sinusovou komparační metodou.....	31
4.3 Sestavení bloku zatěžovacího momentu.....	32
4.4 Blok motorové třecí brzdy.....	33
4.5 Omezovač otáček	33
4.6 Modelování a simulace PI regulátoru	34
4.7 Vytvoření modelu regulační struktury.....	35
5 Analýza výsledků simulací a jejich porovnání s teoretickými předpoklady.....	36

Úvod

V současné době, kdy jsou v naší společnosti kladeny velké nároky na ekologii a hospodárnost, se zvyšuje zájem o náhradu klasických automobilů se spalovacími motory za automobily využívající energii z alternativních zdrojů. Objevují se různé koncepty pohonů například spalování zemního plynu, spalování rostlinných olejů, pohon využívající sílu stlačeného vzduchu, a pohony využívající elektrickou energii.

Tato práce se zabývá vozidly využívající k pohybu elektrickou energii. Tyto vozidla ji získávají z různých zdrojů, mezi nejčastěji používané patří: trakční baterie, sluneční kolektory, spalovací motory použité jako generátory, palivové články, superkondenzátory.

Zajímavostí je, že první elektromobil byl navržen profesorem Sibrandusem Stratinghem z Groningenu (Holandsko) a sestaven jeho asistentem Christopherem Beckerem již v roce 1835. Zatímco první automobil se spalovacím motorem byl představen v roce 1885 Karlem Benzem.

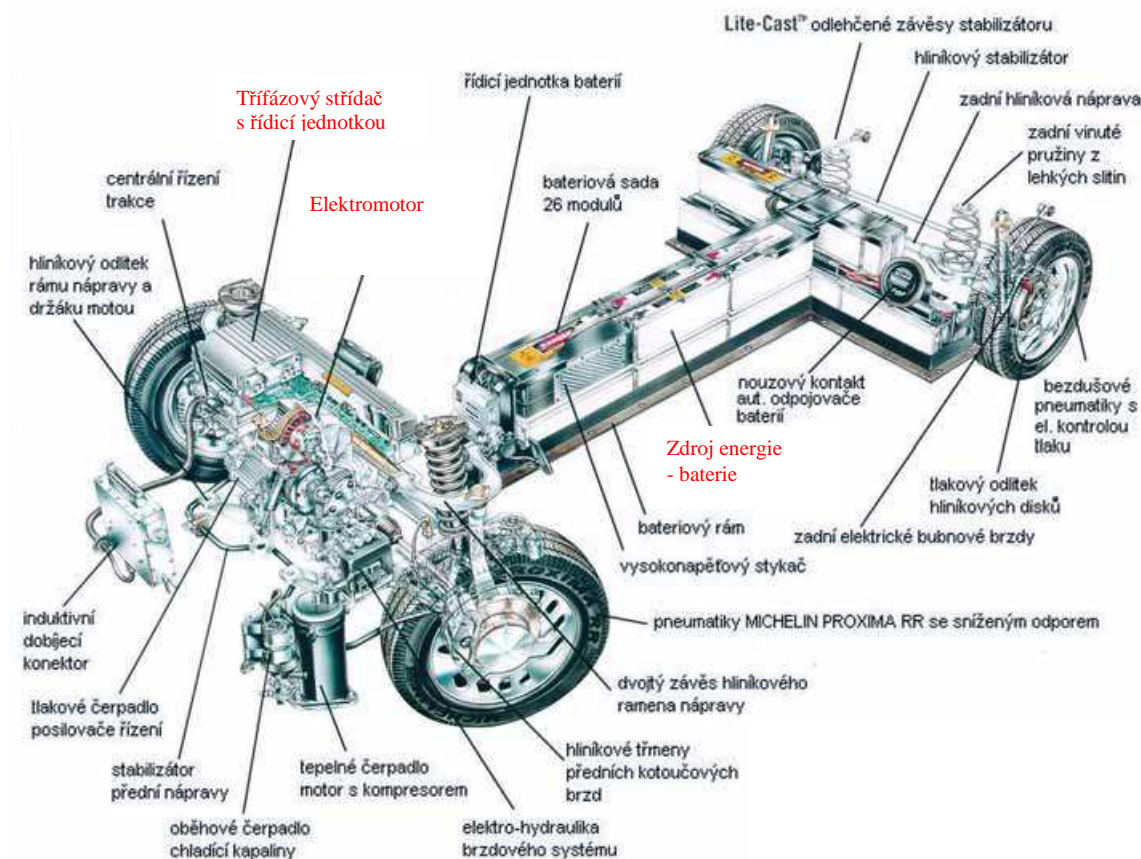


Elektromobil Jamais Contente který v roce 1899 jako první vozidlo překonal hranici 100 km/h a jeho tvůrce Camill Jenatzy .

1 Rozbor koncepcí pohonů elektromobilů

Na obrázku 1.1. jsou zvýrazněny hlavní části elektromobilů. Sice je tento elektromobil z roku 1994, ale byl jedinečný svou konstrukcí, která nevycházela z žádného sériově vyráběného vozu se spalovacím motorem.

Hlavní části pohonu elektromobilů tedy tvoří **elektromotor, třífázový střídač, zdroj elektrické energie - baterie a řídicí jednotka**.



Obrázek 1.1. Obvyklá koncepce elektromobilu, v tomto případě se jedná o model EV 1 firmy General Motors Company [9, 10]

1.1 Elektromotory používané v současné době

Elektromotor převádí elektrickou energii na mechanickou. V současné době se používají pro pohon elektromobilů typy elektromotorů:

- Synchronní třífázové s permanentními magnety (Tesla Roadster, hybridní Toyota Prius)
- Stejnosemnné motory s permanentními magnety (Lightning GT, Mitsubishi Lancer a Mitsubishi Colt)
- Asynchronní třífázové (TH!NK, Mercedes Benz VITO 108E, Tatra (Škoda) Beta EL)
- Spínané reluktanční motory (v současnosti se moc nepoužívají, avšak konstrukčně jsou také vhodné pro použití v elektromobilech)

1.1.1 Synchronní třífázový motor s permanentními magnety

Rotor je tvořen permanentním magnetem s jedním nebo více polpáry. Stator je tvořen třífázovým vinutím. Vinutí jsou vůči sobě posunuta o 120° , na ně je přiveden střídavý proud, který vytváří pulzní nebo častěji rotující magnetické pole. Rotor se snaží udržet polohu souhlasící s tímto polem. Magnet umístěný v rotoru se snaží uchovat si svoji konstantní polohu vůči otáčivému magnetickému poli, vytvářenému průchodem střídavého proudu ve statoru.

Optimalizovaná konstrukce motoru s použitím nových magnetických materiálů dovoluje až pětinasobné momentové přetížení, proto jsou vhodné pro dynamicky náročné úlohy s nízkou spotřebou, např. provoz silničních elektromobilů.

K napájení motoru se používá napěťový střídač osazený nejčastěji IGBT tranzistory se zpětnými diodami. Střídač pracuje nejčastěji s pulzně šířkovou modulací. Pro řízení je nutno co nejpřesněji znát informaci o okamžité poloze a rychlosti motoru. Z tohoto důvodu je motor vybaven resolverem nebo inkrementálním čidlem.

Otáčky synchronního motoru lze řídit pouze změnou napájecího kmitočtu. Pro řízení otáček synchronních motorů musí být ovšem napájecí zdroj vybaven příslušnými regulačními obvody, neboť synchronní motor se na rozdíl od asynchronního motoru není schopen rozběhnout sám po připojení napětí o konstantní frekvenci [1, 8].

1.1.2 Stejnosměrný motor s permanentními magnety elektricky komutovaný

Jedná se o synchronní motor, nazývaný též bezkartáčový stejnosměrný motor komutovaný. Motor konstrukčně připomíná synchronní motor - stator je tvořen třífázovým vinutím, rotor obsahuje

permanentní magnety. Statorové vinutí, které je zapojeno do hvězdy, je napájeno obdélníkovými proudovými pulzy střídavé polarizace, vždy po dobu trvání 120° elektrických. V době mezi komutacemi současně vedou vždy jen 2 fáze. Výstupní napětí ze střídače je tedy sdružené napětí mezi svorkami motoru zapojeného do hvězdy.

K napájení motoru se používá klasický napěťový střídač v zapojení třífázový můstek osazený nejčastěji IGBT tranzistory se zpětnými diodami. Střídač může pracovat s pulzně šířkovou modulací nebo je spínání tranzistorů odvozeno od hysterézního regulátoru proudu. Po pootočení rotoru o 60° elektrických se proud přepíná do následujícího fázového vinutí statoru. Přepínání je řízeno v závislosti na úhlové poloze rotoru pomocí šesti polohových snímačů s Hallovými sondami, které jsou součástí stroje. Ty tvoří spolu s logickými obvody „elektronický komutátor“.

Princip a vlastnosti pohonu s tímto motorem jsou analogické pohonu stejnosměrnému. Choulostivým místem tohoto pohonu jsou komutační intervaly, kdy konstantního momentu lze dosáhnout pouze v případě, že součet proudů v komutujících fázích je konstantní. Z tohoto důvodu jsou v současné době tyto servopohony, donedávna hojně používané pro posuvy obráběcích strojů, nahrazovány servopohony se synchronními motory s permanentními magnety, kde je komutace fázových proudů plynulá a má menší nepříznivý vliv na rovnoměrnost otáčení [1].

1.1.3 Asynchronní třífázový motor

Stator je tvořen třífázovým vinutím. Vinutí jsou vůči sobě posunuta o 120° , stator je tedy stejný jako u předešlých motorů. Rotor je tvořen vinutím, které je nejčastěji spojeno nakrátko. V tomto případě je vinutí zhotoveno z masivních tyčí, spojených po obou koncích vodivými kruhy. Tato koncepce je velmi využívána v elektromobilech.

Základem činnosti asynchronního motoru je vytvoření točivého magnetického pole, které vznikne průchodem střídavého trojfázového proudu vinutím statoru. Toto magnetické pole indukuje v rotoru napětí a vzniklý proud vyvolává sílu otáčející rotorem.

Budeme-li uvažovat ideální indukční motor bez jakýchkoli mechanických ztrát, roztočí se jeho rotor po rozběhu na synchronní otáčky a bude se otáčet souhlasně s točivým magnetickým polem. Jeho vodiče neprotínají žádné indukční čáry a neindukuje se v nich proud. Točivý moment by byl nulový a rotor by se dál otáčel jen setrvačností. Jestliže, se však rotor mechanicky zatíží, musí se zpomalit, takže indukční čáry protínají vodiče, ve kterých se indukuje proud potřebný pro vznik tažné síly. Čím více se motor zatíží, tím větší musí být rotorový proud a tedy tím pomaleji se musí rotor otáčet [1].

1.2 Napájení motorů

Napájení elektromotoru obvykle zajišťuje třífázový střídač. Jedná se o zařízení ze skupiny statických měničů přeměňující stejnosměrnou elektrickou energii na střídavou. Střídače se dělí do dvou skupin podle typu napájecího zdroje, a to na napěťové a proudové střídače.

Princip střídače spočívá v sekvenčním spínání a rozpínání spínacích prvků, které přepínají do střídavého obvodu stejnosměrný zdroj. Tímto spínáním vznikají v obvodu nespojité pulsy, jejichž střední hodnota je vyhlazena díky indukčnostmi (obvykle elektromotor) připojené v střídavé části obvodu. Tato střední hodnota má průběh střídavé veličiny s určitou frekvencí a amplitudou. Střídač je řízen podle algoritmu sestaveného na základě matematického popisu motoru a podle zvoleného způsobu řízení motoru. Způsob řízení střídače značně ovlivňuje celkovou účinnost pohonu [6].

1.3 Zdroje elektrické energie

Trakční akumulátory jsou v současnosti nejpoužívanější zdroje energie pro pohon elektromobilů. Představují největší překážku k masovému používání elektromobilů. Největší problém je s jejich váhou a kapacitou, čím větší kapacitu baterie má, tím je obvykle těžší. Trakční akumulátory řadíme do skupiny průmyslových akumulátorů. Používají se jako samostatný zdroj k pohonu elektrických dopravních prostředků.

Dalším způsobem napájení elektromobilů je použití palivových článků. Na jejich vývoji se usilovně pracuje a v budoucnu pravděpodobně nahradí trakční akumulátory.

Mezi další zdroje, které zde nejsou popsány se řadí spalovací motor ve spojení s generátorem, sluneční kolektory atd.

LiFePO₄ akumulátory

V současnosti je ve výrobě trakčních baterií nejmodernější technologie lithium-iontových nabíjecích akumulátorů postavených na bázi lithium-železo-fosfátu (LiFePO₄). Toto označení získaly díky katodě vyrobené z tohoto materiálu. Anoda je jako u ostatních li-ion baterií vyrobena z uhlíku. Mezi jejich hlavní přednosti oproti klasickým lithium iontovým akumulátorům patří především schopnost dodat vyšší proud a to, že při extrémních podmínkách nevybuchují. Nominální napětí LiFePO₄ článků je zhruba 3,2 V (mezi 3,0 až 3,3 V), maximální nabíjecí napětí je 4,25 V. Minimální napětí, na které je možné článek vybit, je obvykle 2,8 V. Některé akumulátory jsou schopny dodat pracovní proud impulsně až 10C (tj 10x kapacita) a životnost je udávána více jak 2000 cyklů. Lze je použít v rozmezí teplot -20°C až 70°C. Samovybíjecí efekt u těchto akumulátorů prakticky neexistuje a je možné je nabíjet v jakémkoliv stavu vybití (nemají paměťový efekt).



Obrázek 1.2 Jeden článek LiFePO₄ akumulátoru, spojení více článků pro dosažení požadovaného napětí

Palivové články

Palivový článek je elektrochemické zařízení vytvářející elektrickou energii. Palivový článek je galvanický článek, k jehož elektrodám jsou přiváděny palivo (k anodě) a okysličovadlo (ke katodě). Princip výroby elektřiny v palivovém článku spočívá tedy v dodávání paliva k anodě (do anodového prostoru) a okysličovadla ke katodě (do katodového prostoru). Mezi těmito dvěma neprodyšně oddělenými elektrodovými prostory se nachází elektrolyt. Na katodě se oxidační činidlo (většinou kyslík) redukuje na anionty (O₂⁻), a ty pak reagují s H⁺ ionty na vodu. Palivové články mohou operovat nepřetržitě, pokud se nepřeruší přívod paliva a okysličovadla k elektrodám. V současnosti se nejvíce nadějí vkládá do kyslíko-vodíkového palivového článku v rámci vodíkového pohonu automobilů. Vodík může být vyroben např. pomocí elektrolýzy vody a kyslík je obsažen v atmosféře. Skladování vodíku v automobilových nádržích je v neustálém vývoji díky tomu, že vodík je ve směsi se vzduchem vysoce výbušný. Moderní výzkumy ukazují na použití směsi železa a titanu jako stabilizátoru. Navíc účinnost celého cyklu (elektřina → vodík → elektřina) dosahuje jen asi 30-40 % (benzínové motory – 18 %).

2 Stanovení požadavků na hlavní části pohonů elektromobilů

Hlavními požadavky na všechny části je dynamika a hospodárnost. Pohon musí pracovat jako celek v různých provozních režimech, které se rychle mění. Při akceleraci je třeba řídit potřebný velký záběrný moment a s ním spojené velké proudy odebírané z baterie. Naopak při deceleraci, kdy je většinou využito rekuperační brzdění, je třeba řídit brzdný moment motoru/generátorů a nabíjení baterií.

Stanovení požadavků na motor

Je dán základní požadavek na hospodárnost. Při co nejmenším odběru proudu vyvíjet maximální moment ve všech pracovních bodech motoru. Pro splnění tohoto požadavku je nutné vhodně řídit motor i při přechodových dějích.

Stanovení požadavků na baterie

Velmi důležitá vlastnost u zdrojů elektrické energie je energetická hustota, která vyjadřuje poměr mezi uchovávaným nábojem a váhou zdroje. Například nejnovější výše popsané LiFePO₄ akumulátory dosahují hodnot až 150 Wh/kg proti klasickým olověným akumulátorům s energetickou hustotou kolem hodnoty 10 Wh/kg.

Stanovení požadavků na řídicí systém

Řídicí systém musí vykazovat rychlou dynamickou odezvu při změnách požadavku zadávaného řidičem a změnách jízdního režimu. Je vhodné, aby regulace momentu na konstantní hodnotu probíhala plynule a nedocházelo k pulzacím. Tyto pulzace by se mohly projevit, v závislosti na jejich frekvenci, jako hluk a nebo citelné „cukání“ elektromobilu.

Stanovení požadavků na třífázový střídač

Na třífázový střídač je kladen hlavní požadavek na napět'ovou využitelnost stejnosměrného zdroje. Toto se dá ovlivnit vhodným řízením střídače. Níže popsané metody dosahují hodnot využití stejnosměrného zdroje: u sinusové komparační PWM 78,5% a u vektorové PWM 90,7 % [6].

3 *Rozbor řídicích algoritmů pohonů elektromobilu*

Rozbor řídicích algoritmů se vztahuje k synchronnímu motoru s permanentními magnety, simulací jeho řízení se zabývám v dalších kapitolách.

Algoritmy pro synchronní motory s permanentními magnety se dělí na skalární a vektorové řízení.

Skalární řízení je založeno na vztazích, které platí v ustálených stavech. Řízené veličiny jsou amplituda a frekvence napájecího napětí.

Vektorové řízení je založeno na řízení absolutní hodnoty a polohy prostorového vektoru napájecího napětí. Vztahy, na kterých je řízení založeno, platí i během přechodových jevů, což je základem pro kvalitní řízení rychlosti a momentu

3.1 *Skalární řízení*

Je založeno na vztazích, které platí v ustálených stavech. Řízeny jsou pouze amplituda a frekvence napájecího napětí proudu. Skalární řízení se používá například při potřebě synchronizovat více motorů napájených z jednoho střídače (pás montážní linky).

Řízení $U/f = \text{konstantní}$ patří mezi nejjednodušší algoritmy pro řízení motorů. Je tvořeno otevřenou smyčkou bez potřeby zpětné vazby. Podstata je udržovat magnetický tok na jmenovité hodnotě tak, aby motor vyvíjel jmenovitý moment přes celý rozsah otáček [2].

3.2 *Matematický popis synchronního motoru s permanentními magnety*

Princip vektorového řízení vychází z matematického popisu synchronního motoru, proto je v této kapitole uvedeno odvození rovnic popisujících SMPM.

Při popisu synchronního motoru s PM se vychází z matematického modelu obecného střídavého motoru. Matematický model reálného obecného střídavého motoru je poměrně složitý, proto pro potřeby této práce přijímám některé zjednodušující předpoklady:

- napájení trojfázovým souměrným harmonickým napětím,
- vinutí jednotlivých fází jsou symetricky rozložena v drážkách statoru a rotoru,
- odpory a indukčnosti jednotlivých fází statoru i rotoru jsou shodné,
- magnetizační charakteristika je lineární,
- rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře je harmonické,
- není respektován skinefekt,
- nejsou respektovány ztráty v železe.

Ve všech vztazích jsou veličiny rotoru přepočítány na stator. K odvození matematického modelu je použita symbolicko – komplexní metoda, která je použitelná tehdy, má-li studovaný stroj elektricky i magneticky symetrické obvody statoru a rotoru.

Použitím komplexních prostorových vektorů lze matematický popis zjednodušit. Prostorové vektory určují polohu maxim sledovaných veličin. Znázornění komplexního prostorového vektoru je na obrázku 3.1.

Pro obecný střídavý motor lze prostorové vektory statorového proudu definovat v statorovém souřadném systému $[\alpha, \beta]$ a rotorového proudu v rotorovém souřadném systému $[d, q]$:

$$\underline{i}_1^S = \frac{2}{3}(i_{1a} + i_{1b}a + i_{1c}a^2) \quad (3-1)$$

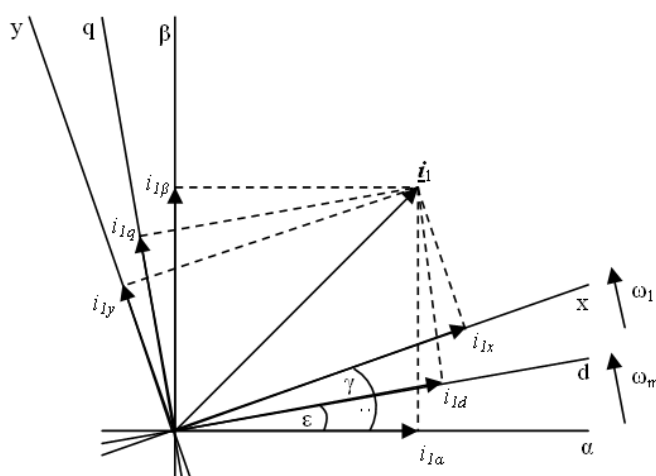
$$\underline{i}_2^R = \frac{2}{3}(i_{2a} + i_{2b}a + i_{2c}a^2) \quad (3-2)$$

Kde jsou:

$$a = e^{j2\pi/3}$$

$i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} \dots$ okamžité hodnoty statorových proudů jednotlivých fází

$i_{2a}, i_{2b}, i_{2c} \dots$ okamžité hodnoty rotorových proudů jednotlivých fází



Obrázek 3.1 Souřadné systémy

Obdobně lze vyjádřit prostorové vektory statorového a rotorového napětí:

$$\underline{u}_1^S = \frac{2}{3}(u_{1a} + u_{1b}a + u_{1c}a^2) \quad (3-3)$$

$$\underline{u}_2^R = \frac{2}{3}(u_{2a} + u_{2b}a + u_{2c}a^2) \quad (3-4)$$

Jestliže nebude vyveden uzel vinutí, platí:

$$i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} = 0 \quad (3-5)$$

$$i_{2a} + i_{2b} + i_{2c} = 0 \quad (3-6)$$

Ve statorovém souřadnicovém systému $[\alpha, \beta]$, jehož reálná osa je totožná s osou vinutí fáze a, lze vyjádřit prostorový vektor statorového proudu ve tvaru:

$$\underline{i}_1^S = i_{1\alpha} + j i_{1\beta} \quad (3-7)$$

Transformaci z trojfázového systému [a, b, c] do dvouosého souřadnicového systému provedeme vztahy:

$$\begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{bmatrix} = [T3/2] * \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

Zpětnou transformaci určují vztahy:

$$\begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = [T2/3] * \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

Obdobným způsobem lze provést transformaci jakéhokoliv prostorového vektoru příslušné veličiny.

Pro matematický popis obecného motoru můžeme použít i další komplexní systémy rotorových souřadnic viz obrázky 3.1. Protože je model synchronního motoru sestaven v rotorové soustavě [d, q] otáčející se úhlovou rychlostí rotoru, tak zde uvádím vztahy pro přepočet do této soustavy.

Pro vektorové natočení [α, β] do soustavy [d, q] platí vztahy:

$$\underline{x}^S = x^S e^{-j\varepsilon} \quad (3-10)$$

$$x_d = x_\alpha \cos \varepsilon + x_\beta \sin \varepsilon \quad (3-11)$$

$$x_q = -x_\alpha \sin \varepsilon + x_\beta \cos \varepsilon \quad (3-12)$$

Pro zpětné vektorové natočení ze soustavy [d, q] do [α, β] platí:

$$\underline{x}^S = \underline{x}^R e^{+j\varepsilon} \quad (3-13)$$

$$x_\alpha = x_d \cos \varepsilon - x_q \sin \varepsilon \quad (3-14)$$

$$x_\beta = x_d \sin \varepsilon + x_q \cos \varepsilon \quad (3-15)$$

Kde jsou:

\underline{x}^R ...vektor veličiny definované v systému orientovaných souřadnic [d, q]

\underline{x}^S ...vektor veličiny definované v statorovém souřadnicovém systému [α, β]

ε ...úhel mezi reálnými osami systému souřadnic [d, q] a [α, β]

Pro obecný střídavý motor se symetrickým trojfázovým statorovým a rotorovým vinutím jsou napěťové rovnice ve tvaru:

$$R_S \underline{i}_1^S + \frac{d\underline{\Psi}_1^S}{dt} = \underline{u}_1^S \quad (3-16)$$

$$R_R \underline{i}_1^R + \frac{d\underline{\Psi}_2^R}{dt} = \underline{u}_2^R \quad (3-17)$$

Prostorové vektory zpraženého magnetického toku statoru a rotoru vyjadřují vztahy:

$$\underline{\Psi}_1^S = L_S \underline{i}_1^S + L_h (\underline{i}_2^R e^{j\varepsilon}) \quad (3-18)$$

$$\underline{\Psi}_2^R = L_R \underline{i}_2^R + L_h (\underline{i}_1^S e^{-j\varepsilon}) \quad (3-19)$$

Z výše uvedených rovnic pak můžeme odvodit soustavu diferenciálních rovnic, popisující chování obecného dvoupólového střídavého motoru s trojfázovým statorovým a rotorovým vinutím přepočteným na stejný počet závitů:

$$R_S \underline{i}_1^S + L_S \frac{d\underline{i}_1^S}{dt} + L_h \frac{d}{dt} (\underline{i}_2^R e^{j\varepsilon}) = \underline{u}_1^S \quad (3-20)$$

$$R_R \underline{i}_2^R + L_R \frac{d\underline{i}_2^R}{dt} + L_h \frac{d}{dt} (\underline{i}_1^S e^{-j\varepsilon}) = \underline{u}_2^S \quad (3-21)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} L_h \operatorname{Im} [\underline{i}_1^S (\underline{i}_2^R e^{j\varepsilon})] - m_Z \quad (3-22)$$

$$\omega_m = \frac{d\varepsilon_m}{dt} \quad (3-23)$$

kde jsou:

R_S, R_R	odpor jedné fáze statorového, rotorového vinutí
L_S, L_R	celková indukčnost jedné fáze statorového, rotorového vinutí
L_h	hlavní indukčnost
ω_m	mechanická úhlová rychlost motoru
J	celkový moment setrvačnosti pohonu
m_Z	moment zátěže
ε_m	vzájemný úhel mezi reálnými osami statorového a rotorového souřadnicového systému
Im	označení imaginární složky vektoru

Při matematickém popisu synchronního motoru s permanentními magnety se vychází z rovnic obecného střídavého stroje. Protože je budicí magnetický tok Ψ_b vytvářen permanentními magnety rotoru, který při otáčení rotoru indukuje ve statoru napětí u_i rotoru, přepíše se statorová rovnice obecného stroje (3-20) na tvar:

$$R_S \underline{i}_1^S + L_S \frac{d\underline{i}_1^S}{dt} + \underline{u}_i^S = \underline{u}_1^S \quad (3-24)$$

Protože je budicí tok rotoru Ψ_b tvořen permanentními magnety, je vhodné zvolit za vztažný souřadnicový systém soustavu [d, q]. Vektorovým natočením, které je popsáno výše v kapitole dostaneme vztah:

$$R_S \underline{i}_1^R + L_S \frac{d\underline{i}_1^R}{dt} + j\omega L_S \underline{i}_1^R = \underline{u}_1^R \quad (3-25)$$

Pro prostorové vektory v systému rotorových souřadnic [d, q] platí:

$$i_1^R = i_{1d} + j i_{1q} \quad (3-26)$$

$$u_1^R = u_{1d} + j u_{1q} \quad (3-27)$$

$$u_i^R = j u_{iq} = j u_i = j \omega \Psi_b \quad (3-28)$$

Dosažením vztahu (3-26) až (3-28) a úpravou rovnice (3-25), dostaneme soustavu rovnic popisujících chování synchronního motoru s permanentními magnety v systému rotorových souřadnic. Podmínkou je $L_q = L_d$, což znamená, že indukčnosti v ose d a q se rovnají [3, 4].

$$\frac{di_{1d}}{dt} = \frac{1}{L_s} (u_{1d} - Ri_{1d} + L_s p \omega_m i_{1q}) \quad (3-29)$$

$$\frac{di_{1q}}{dt} = \frac{1}{L_s} (u_{1q} - Ri_{1q} - L_s p \omega_m i_{1d} - p \omega_m \Psi_b) \quad (3-30)$$

$$m_m = \frac{3}{2} p \Psi_b i_{1q} \quad (3-31)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (m_m - m_z) \quad (3-32)$$

$$\omega_e = \frac{d\varepsilon}{dt} \quad (3-33)$$

$$u_i = \omega \Psi_b \quad (3-34)$$

$$\omega_e = p \omega_m \quad (3-35)$$

3.3 Vektorově orientované řízení

Problém skalárního řízení je, že magnetický tok a moment motoru jsou navzájem závislé. Tato průvodní vlastnost ovlivňuje odezvu a způsobuje náchylnost systému k nestabilitě. U vektorového řízení není řízena pouze amplituda statorového a rotorového toku, ale i jejich vzájemný úhel.

Zajišťuje chod motoru v optimálních podmínkách nejen v ustáleném stavu, ale i během přechodových dějů. Regulační obvod momentu se vyznačuje minimálním zpožděním, lineárním chováním, bez kmitavého průběhu přechodových dějů, který je průvodním jevem při skalárním řízení.

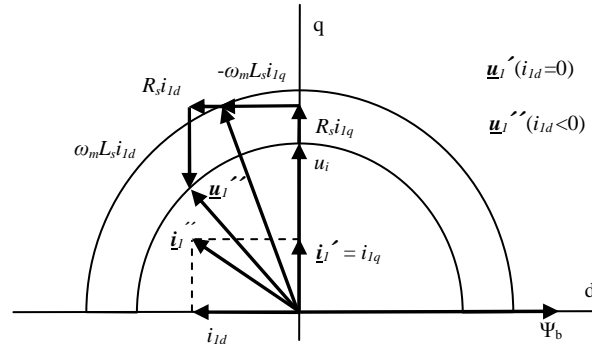
Princip vektorového řízení synchronního motoru spočívá v rozložení prostorového vektoru statorového proudu do dvou kolmých složek v rotujícím souřadnicovém systému, který může být orientován na prostorový vektor výsledného magnetického toku (systém orientovaných souřadnic [x, y]) nebo na prostorový vektor rotorového budícího magnetického toku (systém rotorových souřadnic [d, q]). Proudové složky pak určují moment a magnetizaci stroje. Momentotvorná složka vektoru statorového proudu určuje spolu s příslušným vektorem magnetického toku moment stroje. Magnetizační složka ležící ve společné ose s vektorem magnetického toku ovlivňuje magnetizaci motoru.

Vzhledem k tomu, že budící tok motoru SMPM je vytvářen permanentními magnety, je vhodné provést regulaci rychlosti motoru v systému rotorových souřadnic [d, q].

Jak je již psáno výše, princip vektorově orientovaného řízení spočívá v rozložení vektoru statorového proudu do dvou kolmých složek v rotujícím souřadnicovém systému. Jelikož jsem model synchronního motoru s permanentními magnety sestavil v souřadnicovém systému d, q orientovaném na budící magnetický tok rotoru, tak i celé řízení bude probíhat v tomto systému. Toto je výhodné vzhledem k oddělení momentotvorné a magnetizační složky. Z rovnice pro moment motoru (3-31) je vidět, že elektromagnetický moment motoru je ovlivňován pouze q-složkou napájecího proudu. Takto lze odděleně řídit moment motoru. [1, 2, 4].

Pro synchronní motor s PM lze tedy navrhnout regulační strukturu s vektorovým řízením v systému rotorových souřadnic na základě rovnic (3-29) až (3-35).

Požadujeme-li provoz motoru v oblasti nad jmenovitou rychlostí, je nutné provést odbuzení motoru. Toto je možné zajistit vhodným řízením složky i_d tak, aby velikost vektoru statorového napětí byla v řiditelné oblasti výstupního napětí měniče frekvence viz obrázek 3.2 [3].



Obrázek 3.2 Redukce statorového napětí pomocí záporné složky i_d

Vektor indukovaného napětí lze vyjádřit vztahem:

$$\underline{u}_p = j\omega_e (L_s i_{ld} + jL_s i_{lq}) + j\omega_e \Psi_b \quad (3-36)$$

Absolutní hodnota vektoru indukovaného protinapětí, je určena vztahem:

$$|\underline{u}_p| = \sqrt{(\omega_e L_s i_{ld} + \omega_e \Psi_b)^2 + (\omega_e L_s i_{lq})^2} \quad (3-37)$$

nesmí překročit určitou maximální mez. Tato mez závisí na velikosti úbytku napětí na statorovém odporu a leží v rozsahu:

$$0,8 u_{lmax} < u_{pmax} < 0,9 u_{lmax} \quad (3-38)$$

Zajištění požadované hodnoty složky i_{ld}^* zajišťuje I-regulátor, který zpracovává rozdíl mezi maximální přípustnou hodnotou protinapětí a aktuální hodnotou protinapětí ($u_{pmax} - u_p$). Výstup regulátoru má nesymetrické omezení i_{ldmax} a i_{ldmin} . Pro zajištění maximálního momentu motoru v oblasti pod jmenovitou hodnotou ω_n je $i_{ldmax} = 0$. S rostoucí rychlostí je nutné zvyšovat zápornou hodnotu i_{ld}^* .

S ohledem na maximální přípustný proud měniče, respektive motoru i_{max} , je v oblasti odbuzení nutné korigovat také složku i_{lq}^* podle vztahu:

$$i_{lqmax} = \pm \sqrt{i_{max}^2 - i_{ld}^{*2}} \quad (3-39)$$

Popis bloků na obrázku 3.3

Rodb	- regulátor odbuzení typu I , reguluje složku i_{ld}^* na základě vztahů (3-37) až (3-39)
Ri _{ld}	- regulátor proudu i_{ld} typu PI, zpracovává rozdíl mezi žádanou a skutečnou hodnotou proudu i_{ld}
Rm	- regulátor momentu motoru m_m typu PI
Ri _{lq}	- regulátor proudu i_{lq} typu PI
VB1	- výpočetní blok vypočítává maximální hodnotu indukovaného protinapětí dle vztahu (3-38)
VB2	- výpočetní blok vypočítává maximální přípustnou hodnotu i_{qmax} dle vztahu (3-39)
VB3	- výpočetní blok vypočítává aktuální moment motoru m_m podle vztahu (3-31)
BVN1,2	- bloky vektorového natočení ze souřadnicové soustavy [α , β] do [d, q] a zpět
T2/3 a T3/2	- transformace veličin ze soustavy [α , β] do [a, b, c]
NS	- napěťový střídač
Zdroj	- zdroj stejnosměrného napětí U_{DC}
SMPM	- synchronní motor s permanentními magnety
SNR	- snímač natočení rotoru

3.4 Přímé řízení momentu

Je zvláštním případem vektorového řízení. Přímé řízení momentu je velmi populární, neboť odstraňuje problém se zjišťováním okamžité polohy rotoru, jak tomu bylo u vektorového řízení. Také díky jednoduššímu zpracování signálu a implementaci do pohonu. Na druhou stranu, je pro přímé řízení momentu vyžadován výkonný mikroprocesorový systém.

Princip spočívá v přímém výběru 1 z 8 vektoru viz. obrázek 4.4, které realizuje napěťový střídač. Vektor se vybírá podle rozdílu mezi okamžitou a referenční hodnotou momentu nebo magnetického toku. Odchyšky momentu a toku jsou porovnávány v hysterezních komparátorech. V závislosti na hysterezních komparátorech je z tabulky vybrán napěťový vektor.

Výhodou přímého řízení momentu je jeho jednoduchost a potřeba znát jen jeden parametr motoru - odpor statorového vinutí R_s . Není třeba pulzně šířková modulace, namísto toho je sepnut jeden z osmi vektorů po celou vzorkovací periodu. Všechny výpočty jsou prováděny v stacionárním souřadném systému, a tak není třeba znát přesnou polohu rotoru. Ale stále pro všechny synchronní motory platí, že je třeba znát polohu rotoru při rozběhu.

Díky tomu postačuje nízký výpočetní výkon při použití signálových procesorů. Systém má dobré vlastnosti při přechodových dějích, ale v ustálených stavech vykazuje díky hrubému řízení napětí znatelné zvlnění statorových proudů magnetického toku a momentu. Jednoduchost algoritmu umožňuje zvýšit vzorkovací periodu a úměrně tomu snížit zvlnění veličin. Vzorkovací perioda je omezena rychlostí spínání výkonových prvků [2, 3].

Jsou tři veličiny, které ovlivňují přímé řízení momentu:

1. Elektromagnetický moment motoru m_m
2. Amplituda magnetického toku statoru $|\underline{\Psi}_I^S|$
3. Zátěžný uhel δ

Změna momentu je řízena udržováním amplitudy magnetického toku statoru na konstantní úrovni a zvedáním jeho otáčivé rychlosti tak rychle, jak je to možné. Amplituda a otáčivá rychlost magnetického toku statoru je řízena spínáním vhodných napěťových vektorů.

Magnetický tok statoru lze vyjádřit jako:

$$\underline{\Psi}_I^S = \int (\underline{u}_I^S - R \underline{i}_I^S) dt \quad (3-40)$$

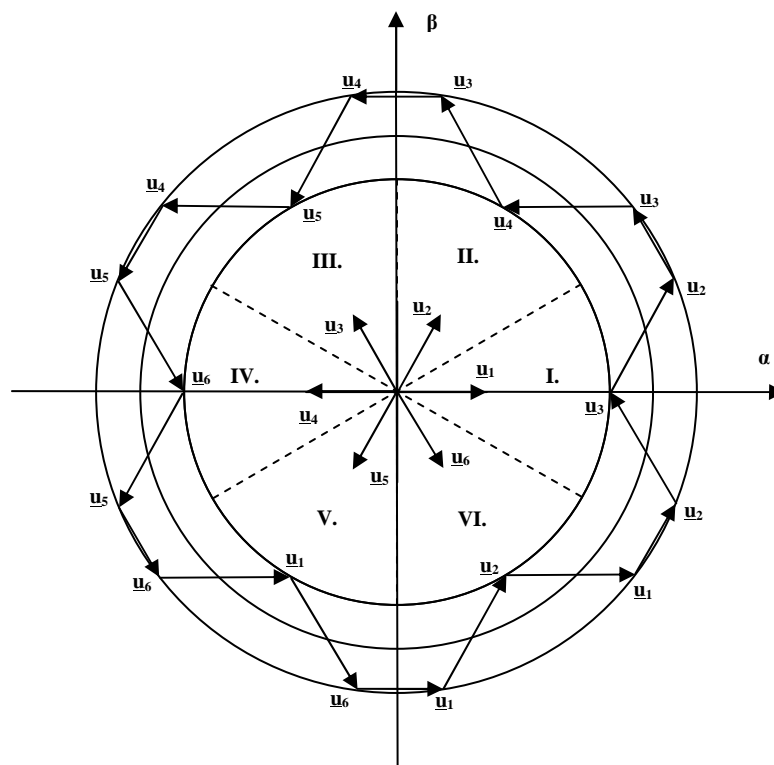
Zanedbáním odporu statoru lze magnetický tok statoru přepsat jako integraci napěťového vektoru:

$$\underline{\Psi}_I^S = \int \underline{u}_I^S dt \quad (3-41)$$

Rovnice (3-41) ukazuje, že pohyb magnetického toku statoru má stejný směr jako právě sepnutý napěťový vektor. A proto je možné řídit amplitudu, směr pohybu a rychlost pohybu pomocí spínání vhodných vektorů.

Pro výběr napěťových vektorů je výhodné si rozdělit vektorovou rovinu do šesti sektorů, jak je naznačeno na obrázku 3.4. Ke každému sektoru přiléhají dva vektory, jejichž vzájemné rozpětí určuje minimální spínací frekvenci. Spínáním napěťových vektorů se řídí amplituda magnetického toku statoru, například když se magnetický tok statoru nachází v sektoru I. a směr otáčení je proti směru hodinových ručiček, je pro zvýšení amplitudy sepnut napěťový vektor \underline{u}_2 nebo \underline{u}_3 pro snížení.

Obrázek 3.4 ukazuje, jak se spínáním napěťových vektorů udržuje magnetický tok statoru na konstantní úrovni v rozmezí hysterezního regulátoru [2].



Obrázek 3.4 Řízení otáčivé rychlosti magnetického toku statoru Ψ_s

U synchronního motoru s PM je statorový magnetický tok ovlivňován statorovým napětím a zároveň magnetickým tokem rotoru. Pokud se rotor otáčí, je statorový magnetický tok udržován na konstantní nenulové úrovni. Sepnutí nulového vektoru statorového napětí způsobí jen pomalé snížení elektromagnetického momentu motoru. Proto se pro rychlé snížení momentu používá sepnutí opačného napěťového vektoru. Nulové napěťové vektory se nepoužívají pro řízení magnetického toku statoru. Díky ovlivnění rotorovým magnetickým tokem je statorový pořad v pohybu.

Elektromagnetický moment motoru je efektivně ovlivňován řízením amplitudy a otáčivé rychlosti magnetického toku statoru. Pokud je skutečný elektromagnetický moment motoru menší než žádaný, jsou sepnuty vektory, které udržují magnetický tok statoru v současném pohybu. Zátěžný úhel δ se zvýší a zároveň se s ním zvýší i moment motoru. Když je skutečná hodnota momentu vyšší než žádaná, jsou sepnuty napěťové vektory, které působí proti okamžitému pohybu magnetického toku statoru. Zátěžný úhel δ se sníží, a tím se sníží i moment motoru.

Při spínání napěťových vektorů tímto způsobem se magnetický tok statoru neustále otáčí a směr jeho otáčení je ovlivňován hysterezím regulátorem momentu.

Spínací tabulka 3.1 slouží pro výběr vektorů, je univerzální pro oba směry otáčení motoru. V tabulce jsou výstupy hysterezních regulátorů označeny: s_m regulátor momentu a s_ψ regulátor magnetického toku. Sektory jsou označeny římskými čísly I. až VI. a \underline{u}_1 až \underline{u}_6 jsou označeny jednotlivé napěťové vektory. Tato tabulka tvoří řídicí strategii přímého řízení momentu synchronního motoru s PM. Pokud výstup hysterezního regulátoru momentu $s_m = 1$, znamená to, že aktuální hodnota momentu je menší než žádaná a naopak. To stejné platí i pro regulátor magnetického toku. [2 , 7]

Regulátor mag. toku	Regulátor momentu	Sektor, aktuální pozice magnetického toku statoru					
		I.	II.	III.	IV.	V.	VI.
$s_\psi=1$	$s_m=1$	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5	\underline{u}_6	\underline{u}_1
	$s_m=0$	\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5
$s_\psi=0$	$s_m=1$	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5	\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_2
	$s_m=0$	\underline{u}_5	\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4

Tabulka 3.1 Spínací tabulka pro přímé řízení momentu

Výpočet elektromagnetického momentu a magnetického toku

Hodnotu magnetického toku statoru dostaneme integrací rozdílu mezi vstupním napětím a úbytkem napětí na odporu statorového vinutí. Rozepsáním vztahu (3-40) na jednotlivé složky dostaneme:

$$\begin{aligned}\Psi_{1\alpha} &= \int (u_{1\alpha} - R_s i_{1\alpha}) dt \\ \Psi_{1\beta} &= \int (u_{1\beta} - R_s i_{1\beta}) dt\end{aligned}\quad (3-42)$$

Amplituda magnetického toku statoru je pak dána:

$$|\underline{\Psi}_s| = \sqrt{(\Psi_{1\alpha})^2 + (\Psi_{1\beta})^2} \quad (3-43)$$

Vyhodnocení polohy vektoru statorového magnetického toku lze provést na základě znamének (signum $\psi_{1a;2b;3c}$) okamžitých hodnot fázových magnetických toků, jak je napsáno v tabulce 3.2 [3].

Sektor	signum ψ_{1a}	signum ψ_{1b}	signum ψ_{1c}
I.	+	-	-
II.	+	+	-
III.	-	+	-
IV.	-	+	+
V.	-	-	+
VI.	+	-	+

Tabulka 3.2 Vyhodnocení sektoru polohy vektoru magnetického toku

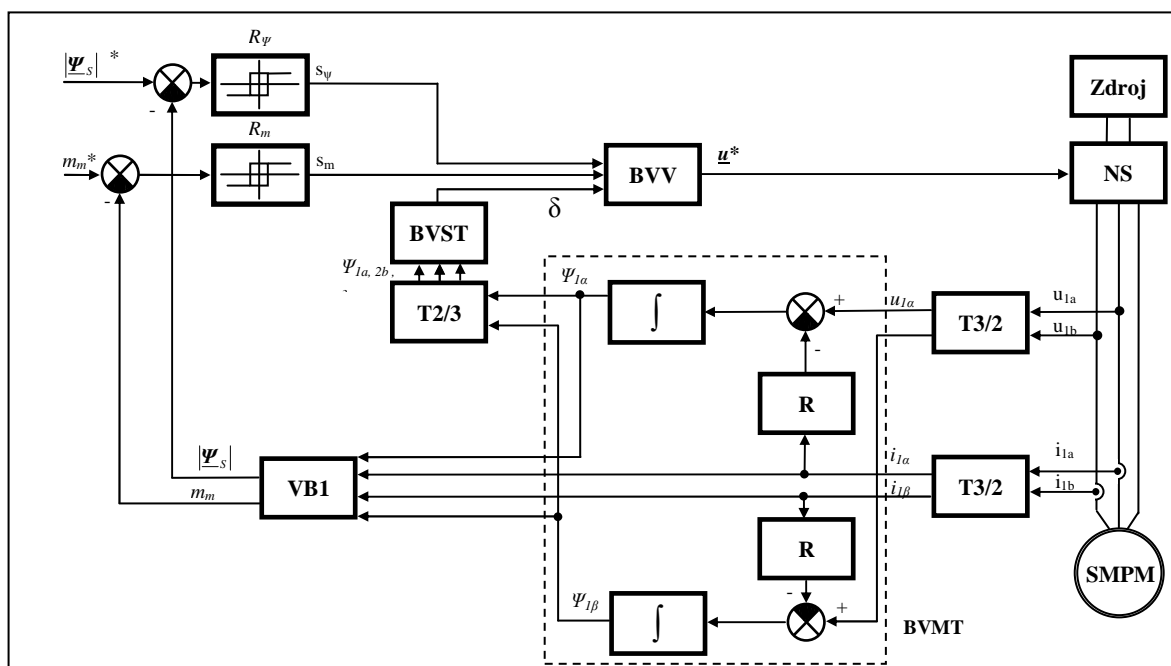
Výpočet elektromagnetického kroučícího momentu:

$$m_m = \frac{3}{2} p (\Psi_{1\alpha} i_{1\beta} - \Psi_{1\beta} i_{1\alpha}) \quad (3-44)$$

Výpočet jalového momentu:

$$q = \frac{3}{2} p \omega_m (\Psi_{1\alpha} i_{1\alpha} + \Psi_{1\beta} i_{1\beta}) \quad (3-45)$$

Z (3-45) vyplývá závislost jalového výkonu na amplitudě magnetického toku statoru. Proto bude regulací magnetického toku regulován zároveň i jalový výkon stroje [2, 3].



Obrázek 3.5 Blokové schéma regulace momentu SMPM přímým řízením momentu[3]

Popis jednotlivých bloků struktury přímého řízení momentu pro synchronní motor s PM z obrázku 3.5

VB1	- blok výpočtů toku a momentu, vypočítává hodnoty dle vztahu (3-42) až (3-45)
R_ψ, R_m	- hysterezní komparátory porovnávají rozdíl mezi skutečnou a žádanou hodnotou magnetického toku a momentu. Když rozdíl těchto hodnot přesáhne úroveň hystereze regulátoru, změní se hodnota na svém výstupu.
BVV	- představuje logiku přímého řízení momentu, na základě informací z komparátoru a polohy vektoru magnetického toku vybere příslušný napěťový vektor, který má být sepnut, viz tabulka 3.1.
R	- blok násobení hodnotu odporu R_s
T2/3 a T3/2	- transformace veličin se soustavy $[\alpha, \beta]$ do $[a, b, c]$
NS	- napěťový střídač
Zdroj	- zdroj stejnosměrného napětí U_{DC}
SMPM	- synchronní motor s permanentními magnety

4 Vytvoření simulačního modelu regulační struktury synchronního motoru s permanentními magnety řízeného vektorově orientovaným řízením

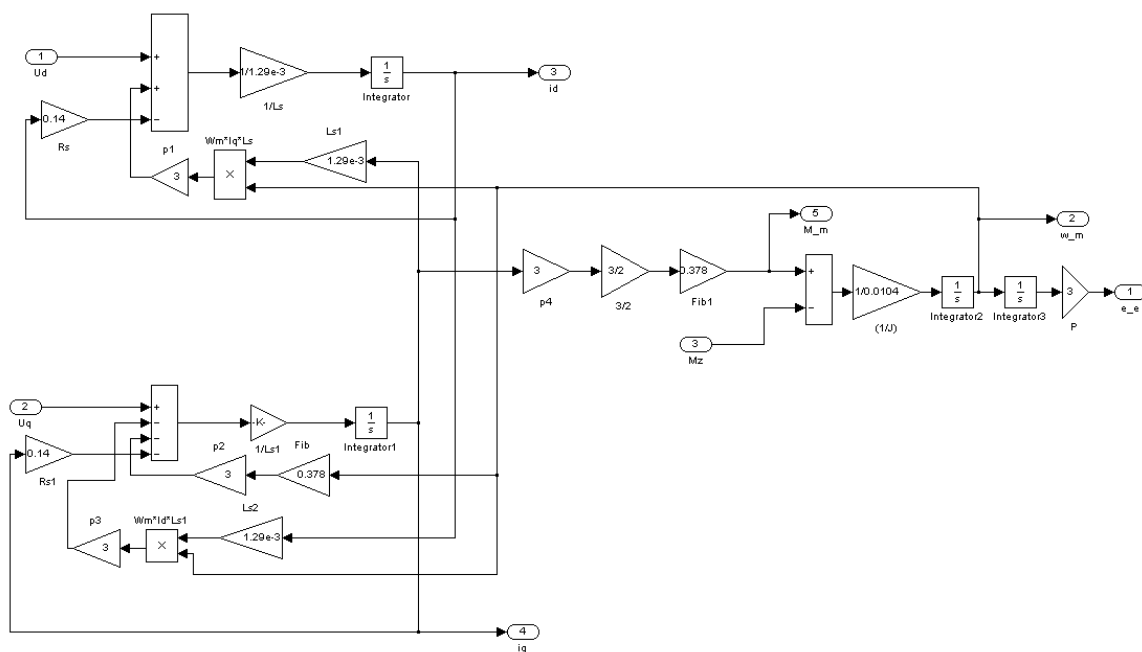
V této kapitole je popsáno simulační schéma regulační struktury s vektorově orientovaným řízením SMPM. Simulace jsem provedl v programu Matlab – Simulink. Hlavní bloky jsou popsány v samostatných kapitolách. Při tvorbě některých bloků jsem využil m-file bloků, jejich výpis je v příloze.

4.1 Simulační model synchronního motoru s permanentními magnety

Tento model, jenž je na obrázku 4.1, jsem vytvořil na základě vztahů (3-29) až (3-35). Odvození těchto vztahů je popsáno v kapitole 3.

Parametry modelu motoru:

$P_n=890\text{W}$	jmenovitý výkon motoru
$T_n=17\text{Nm}$	jmenovitý moment motoru
$n_n=500\text{ min}^{-1}$	jmenovité otáčky motoru (při frekvenci $f_n=25\text{ Hz}$)
$R_s=0,14\ \Omega$	odpor jedné fáze vinutí statoru
$L_s=1,29\text{ mH}$	hlavní indukčnost statorového vinutí
$J=0,0104\text{ kgm}^2$	setrvačný moment rotoru
$P=3$	počet polpárů

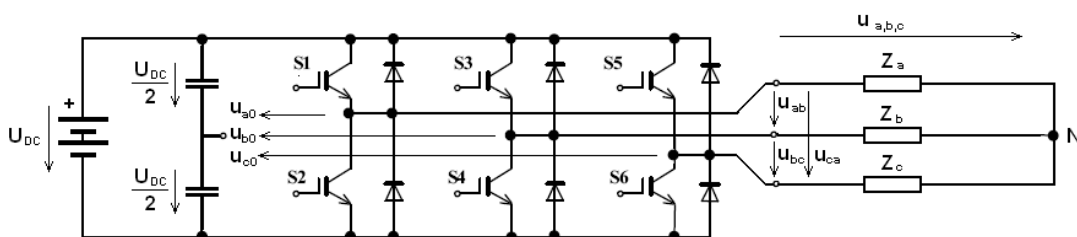


Obrázek 4.1 Simulační schéma modelu synchronního motoru s PM

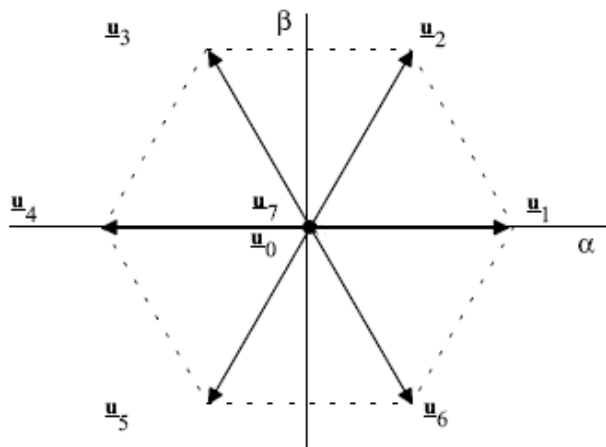
4.2 Matematický popis napět'ového střídače a jeho simulační model

Princip napět'ového střídače spočívá v přeměně stejnosměrného napětí na střídavé napětí o určité velikosti a frekvenci. U dvouúrovňového střídače, jehož schéma je na obrázku 4.2, je možno sepnout maximálně 8 spínacích kombinací. Každá kombinace odpovídá jednomu napět'ovému vektoru v případě vyjádření výstupního napětí střídače v komplexní rovině. Máme tedy šest aktivních a dva nulové napět'ové vektory. Zakázány jsou kombinace, které by vedly ke zkratování napět'ového zdroje střídače. To znamená, že nesmí být současně sepnuty dvojice spínačů ve stejné fázi.

Přehled napět'ových vektorů je v obrázku 4.3. Pro určení hodnot fázových napětí zátěže u_a , u_b , u_c , popřípadě sdružených napětí zátěže u_{ab} , u_{bc} , u_{ca} , si nejdříve zavedeme fázová napětí střídače u_{a0} , u_{b0} , u_{c0} . Tato napětí jsou brána mezi jednotlivými výstupními svorkami napět'ového střídače a pomyslným středem stejnosměrného zdroje viz obrázek 4.2. Jako zátěž je uvažováno třífázové vinutí elektromotoru spojené do hvězdy. Fázová napětí jsou tedy vztažena vůči společnému uzlu všech tří fází. Z blokového schématu střídače lze usoudit, že fázová napětí střídače u_{a0} , u_{b0} , u_{c0} budou pro sepnuté spínací prvky horní větve nabývat hodnoty $+U_{DC}/2$ a pro sepnuté spínací prvky spodní větve hodnoty $-U_{DC}/2$.



Obrázek 4.2 Schéma napět'ového střídače



Obrázek 4.3 Vektory střídače

Pro sdružená napětí střídače respektive zátěže pak platí vztahy:

$$u_{ab} = u_{a0} - u_{b0} = u_a - u_b \quad (4-1)$$

$$u_{bc} = u_{b0} - u_{c0} = u_b - u_c \quad (4-2)$$

$$u_{ca} = u_{c0} - u_{a0} = u_c - u_a \quad (4-3)$$

Protože jsou rovnice (4-1) až (4-3) lineárně závislé, nelze z této soustavy rovnic přímo určit vztahy pro fázová napětí zátěže. Proto zavedeme podmínku (4-4), která platí za předpokladu, že je zátěž ideální a všechny tři fáze jsou symetrické. Pak můžeme na základě soustavy rovnic (4-1) až (4-4) pro fázová napětí zátěže odvodit následující vztahy:

$$u_a + u_b + u_c = 0 \quad (4-4)$$

$$u_a = \frac{1}{3}(u_{ab} - u_{ca}) = \frac{1}{3}(2u_{a0} - u_{b0} - u_{c0}) \quad (4-5)$$

$$u_b = \frac{1}{3}(u_{bc} - u_{ab}) = \frac{1}{3}(2u_{b0} - u_{a0} - u_{c0}) \quad (4-6)$$

$$u_c = \frac{1}{3}(u_{ca} - u_{bc}) = \frac{1}{3}(2u_{c0} - u_{a0} - u_{b0}) \quad (4-7)$$

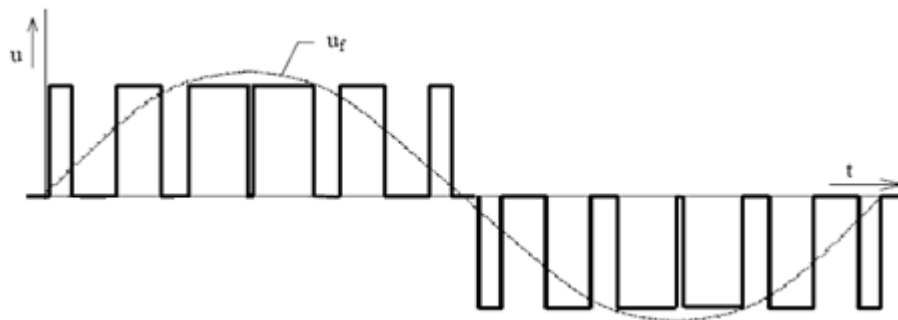
V tabulce 4.1 jsou zobrazeny velikosti fázových a sdružených napětí a velikosti složek vektoru statorového napětí pro všechny spínací kombinace.

Spínače	S ₂ S ₄ S ₆	S ₁ S ₄ S ₆	S ₁ S ₃ S ₆	S ₂ S ₃ S ₆	S ₂ S ₃ S ₅	S ₂ S ₄ S ₅	S ₁ S ₄ S ₅	S ₁ S ₃ S ₅
Vektor	<u>u</u> ₀	<u>u</u> ₁	<u>u</u> ₂	<u>u</u> ₃	<u>u</u> ₄	<u>u</u> ₅	<u>u</u> ₆	<u>u</u> ₇
u_{ao}	-1/2U _{DC}	+1/2U _{DC}	+1/2U _{DC}	-1/2U _{DC}	-1/2U _{DC}	-1/2U _{DC}	+1/2U _{DC}	+1/2U _{DC}
u_{bo}	-1/2U _{DC}	-1/2U _{DC}	+1/2U _{DC}	+1/2U _{DC}	+1/2U _{DC}	-1/2U _{DC}	-1/2U _{DC}	+1/2U _{DC}
u_{co}	-1/2U _{DC}	-1/2U _{DC}	-1/2U _{DC}	-1/2U _{DC}	+1/2U _{DC}	+1/2U _{DC}	+1/2U _{DC}	+1/2U _{DC}
u_{ab}	0	+U _{DC}	0	-U _{DC}	-U _{DC}	0	+U _{DC}	0
u_{bc}	0	0	+U _{DC}	+U _{DC}	0	-U _{DC}	-U _{DC}	0
u_{ca}	0	-U _{DC}	-U _{DC}	0	+U _{DC}	+U _{DC}	0	0
u_a	0	+2/3U _{DC}	+1/3U _{DC}	-1/3U _{DC}	-2/3U _{DC}	-1/3U _{DC}	+1/3U _{DC}	0
u_b	0	-1/3U _{DC}	+1/3U _{DC}	+2/3U _{DC}	+1/3U _{DC}	-1/3U _{DC}	-2/3U _{DC}	0
u_c	0	-1/3U _{DC}	-2/3U _{DC}	-1/3U _{DC}	+1/3U _{DC}	+2/3U _{DC}	+1/3U _{DC}	0
u_α	0	+2/3U _{DC}	+1/3U _{DC}	-1/3U _{DC}	-2/3U _{DC}	-1/3U _{DC}	+1/3U _{DC}	0
u_β	0	0	+√3/2U _{DC}	+√3/2U _{DC}	0	-√3/2U _{DC}	-√3/2U _{DC}	0

Tabulka 4.1 Velikosti fázových a sdružených napětí pro všechny spínací kombinace

4.2.2 Metody řízení střídače

V dnešní době existuje mnoho metod řízení střídače, avšak většina z nich je založena na pulzně šířkové modulaci (PWM). Získání výstupního napětí s různou frekvencí dosáhneme vhodným spínáním tranzistorů S1÷S6 viz obrázek 4.2 tak, aby střední hodnota výstupního signálu se co nejvíc podobala sinusovému průběhu se zvolenou frekvencí. Na obrázku 4.4 je zobrazeno výstupní napětí ze střídače pro jednu fázi (tlustá čára). Perioda výstupního napětí je konstantní a mění se pouze střída. V jedné fázi se vždy spíná dvojice tranzistorů. Jeden generuje kladné pulzy, druhý záporné. Výsledkem je střední hodnota napětí sinusového průběhu. Vyhlazení střední hodnoty je způsobeno vlivem připojené indukčnosti (elektromotor). Dále jsou rozepsány dvě metody řízení střídače, které jsem použil při vytváření simulačních modelů.



Obrázek 4.4 Princip pulzně šířkové modulace

4.2.2.1 Řízení střídače sinusovou komparační PWM

Metoda je založena na komparaci třech referenčních sinusových napětí u_{aref} , u_{bref} , u_{cref} s frekvencí f_{ref} vzájemně posunutých o 120° a trojúhelníkového signálu s amplitudou U_t a frekvencí f_t .

V případě, že je úroveň referenčního trojúhelníkového signálu stejná, generuje se impuls pro sepnutí horního nebo dolního spínače ve větvi střídače příslušejícího dané fázi. Velikost výstupního napětí se řídí změnou amplitudy referenčních sinusových napětí U_{Mref} . Výstupní frekvence základní harmonické se řídí frekvencí referenčních napětí f_{ref} . Spínací frekvence výkonových spínačů je určena frekvencí trojúhelníkového signálu f_t .

Referenční napětí pro všechny fáze můžeme popsat následujícím vztahem:

$$u_{a0,b0,c0ref} = U_{mref} \sin(\omega_{ref}t - 0^\circ, 120^\circ, 240^\circ) \quad (4-8)$$

Pulzně šířkové modulace jsou popsány dvěma základními parametry. Je to modulační frekvenční poměr (4-9) a modulační poměr označující hloubku modulace (4-10).

$$m_f = \frac{f_t}{f_{ref}} = \frac{f_s}{f_{ref}} \quad (4-9)$$

$$m_h = \frac{U_{Mref}}{U_t} \approx \frac{U_{Mref}}{\frac{U_{DC}}{2}} \quad (4-10)$$

Hodnota modulačního poměru m_h se pro lineární vztah mezi referenčním a výstupním napětím pohybuje v intervalu 0 až 1. Pokud tuto hodnotu vztáhneme k maximální amplitudě základní harmonické při obdélníkovém řízení ($\frac{2}{\pi}U_{DC}$), zjistíme, že využitelnost při tomto typu řízení v lineární oblasti dosahuje 78,5% [3, 6].

4.2.2.2 Řízení střídače vektorovou třífázovou PWM

Princip této metody spočívá v realizaci vypočtené polohy a velikosti prostorového vektoru statorového napětí. Jak je popsáno výše, může napěťový střídač se šesti spínacími prvky realizovat 8 základních poloh vektorů. Ze žádané polohy vektoru se určí příslušná kombinace sepnutých vektorů a doba jejich sepnutí. Pomocí odlišné doby sepnutí vektorů v jedné spínací periodě se mění i velikost napětí vektoru [3].

4. 2. 3.Vytvoření simulačního modelu napěťového střídače řízeným sinusovou komparační metodou

Vstupní zadávací veličinou pro modulaci mohou být např. přímo hodnoty generovaných sinusových napětí v jednotlivých fázích. Tyto jsou komparovány (porovnávány) s pilovitým napětím, o kmitočtu řádu jednotek až desítek kHz. Na základě výsledku komparace jsou pak spínány tranzistory tak, že vytvoří pulzní průběh napětí na svorkách motoru.

Stanovení výstupního napětí v matematickém modelu měniče v rámci simulačního programu MATLAB-SIMULINK vychází z okamžitých průběhů napětí při spínání tranzistorů. To je dáno porovnáváním tří referenčních - řídicích napětí u_{aref} , u_{bref} , u_{cref} s jediným pilovitým napětím u_t přiváděným z generátoru trojúhelníku. V případě, že je řídicí napětí pro danou fázi (větev) větší než napětí pily, spíná horní spínač příslušné větve, v opačném případě spínač spodní.

$$\text{pokud } u_{aref} \geq u_t \text{ pak } u_{ao} = U_{DC}/2 \text{ jinak } u_{ao} = -U_{DC}/2 \quad (4-11)$$

$$\text{pokud } u_{bref} \geq u_t \text{ pak } u_{bo} = U_{DC}/2 \text{ jinak } u_{bo} = -U_{DC}/2 \quad (4-12)$$

$$\text{pokud } u_{cref} \geq u_t \text{ pak } u_{co} = U_{DC}/2 \text{ jinak } u_{co} = -U_{DC}/2 \quad (4-13)$$

Na základě těchto pomocných napětí u_{ao} , u_{bo} , u_{co} (majících význam napětí mezi příslušnou výstupní svorkou měniče a středem napětí U_{DC} stejnosměrného meziobvodu) vypočteme okamžité hodnoty fázových napětí dle následujících vztahů a dále napětí u_a a u_b

$$u_a = (2u_{ao} - u_{bo} - u_{co})/3 = u_{\alpha} \quad (4-14)$$

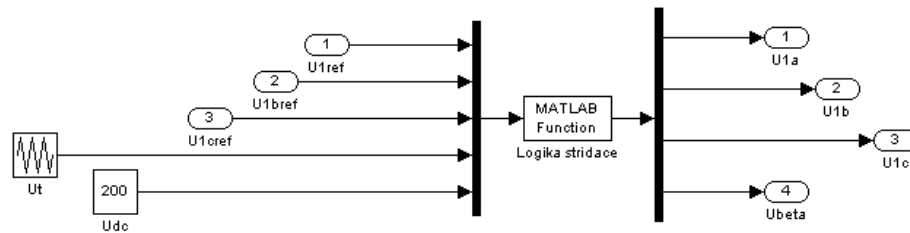
$$u_b = (2u_{bo} - u_{co} - u_{ao})/3 \quad (4-15)$$

$$u_c = (2u_{co} - u_{ao} - u_{bo})/3 \quad (4-16)$$

$$\begin{aligned} u_{\beta} &= (u_b - u_c)/\sqrt{3} = \frac{1}{3}(2u_{bo} - u_{co} - u_{ao} - 2u_{co} + u_{ao} + u_{bo})/\sqrt{3} \\ &= (u_{bo} - u_{co})/\sqrt{3} \end{aligned} \quad (4-17)$$

Prostorový vektor napětí bude zaujímat 6 poloh (nenulových), navíc zde může dojít k nulovému vektoru ($u_a = u_b = u_c = 0$), jestliže je současně sepnuta trojice spínačů, resp. diod 1-3-5 nebo 2-4-6.

V prostředí programu Simulink bude model napěťového střídače s PWM vypadat dle obrázku 4.5, m-file obsahuje algoritmus uvedený na předchozí stránce [5].



Obrázek 4.5 Simulační model měniče kmitočtu s napětovým střídačem

Parametry modelu střídače:

$$U_{DC} = 200V$$

$$U_t = 10V$$

$$f_t = 4000Hz$$

4.3 Sestavení bloku zatěžovacího momentu

Zatěžovací moment působící na elektromobil během jízdy je složen z několika různých složek. Tyto složky jsou závislé na mnoha různých vlastnostech automobilu a prostředí, ve kterém se pohybuje. Mezi vlastnosti automobilu ovlivňující zatěžovací sílu patří jeho hmotnost, aerodynamika karoserie, stav pneumatik, převodový poměr mezi koly a motorem, účinnost převodovky atd. Dále je tento moment závislý na vlastnostech prostředí, ve kterém se elektromobil pohybuje, to může být protivítr, stav a sklon vozovky atd. Z tohoto vyplývá že výpočet skutečného zatěžovacího momentu je složitý a obvykle se zjednodušuje na tvar:

$$m_z = \frac{1}{i_p \mu_p} (m_r + m_s + m_{aero} + m_D) \quad (4-18)$$

kde jsou:

m_z -zatěžovací moment elektromobilu přepočtený na stranu motoru

i_p -celkový převodový poměr mezi koly a motorem

μ_p -účinnost převodového ústrojí

m_r -zátěžný moment způsobený valivým odporem pneumatik, je přímo úměrný hmotnosti automobilu a vlastnostem pneumatiky.

m_s -zatěžovací moment způsobený jízdou po skloněné vozovce, je přímo úměrný hmotnosti automobilu a sklonu vozovky.

m_{aero} -zatěžovací moment vyvozený důsledkem aerodynamického odporu karoserie elektromobilu, je úměrný součiniteli odporu vzduch karoserie a zvětšuje se s druhou mocninou rychlosti.

m_D -dynamický zatěžovací moment, je přímo úměrný hmotnosti elektromobilu a jeho důsledkem je odpor elektromobilu proti změně rychlosti – setrvačnost.

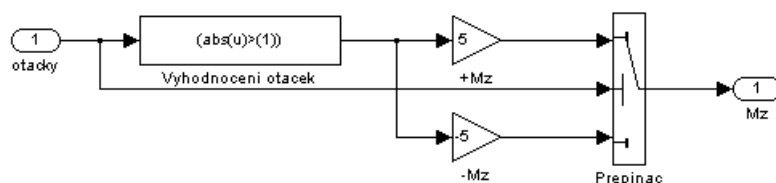
Protože se tato práce zabývá převážně dynamickými vlastnostmi regulace synchronního motoru a použití výše popsaného zatěžovacího momentu by toto znehodnotilo vlivem velké hodnoty M_D , použil jsem blok zatěžovacího momentu chovajícího se jako motorová třecí brzda.

4.4 Blok motorové třecí brzdy

Tento blok generuje konstantní zatěžovací moment působící vždy proti směru otáčení motoru.

Simulační model v programu Matlab – Simulink, obrázek 4.6, má vstupní signál hodnotu rychlosti otáčení motoru. Podle znaménka otáčení se na výstupu dostane kladný zatěžovací moment při kladné rychlosti a záporný při záporné rychlosti. (pozn. zatěžovací moment působí proti momentu motoru proto je při kladné rychlosti otáčení kladné m_z). Rozhodování o hodnotě m_z má hysterezi kolem nulové rychlosti otáčení motoru nastavenou na hodnotu $\pm 1 \text{ min}^{-1}$, kdy je na výstupu nulový m_z .

Zatěžovací moment jsem zvolil $m_z = 9 \text{ Nm}$.



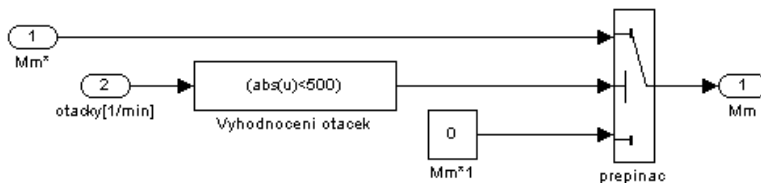
Obrázek 4.6 Simulační schéma motorové třecí brzdy

4.5 Omezovač otáček

Regulační struktura použita v simulacích je navržena pouze na použití do jmenovité hodnoty otáček motoru. V simulacích se zabývám regulací momentu motoru, a proto by se motor mohl dostávat do oblasti nad své jmenovité otáčky. Blok omezovače otáček tomuto zamezuje.

Simulační model omezovače otáček jsem provedl jako dvoustavový regulátor, který v případě dosáhnutí jmenovitých otáček motoru sníží žádaný moment na $m_m^* = 0 \text{ Nm}$, viz obrázek 4.9, po snížení otáček zvýší hodnotu m_m^* zpět na původní hodnotu.

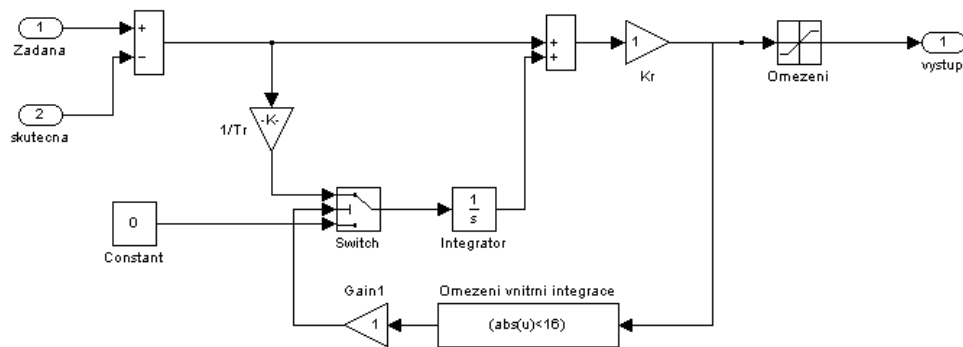
Omezovač otáček jsem nastavil na hodnotu $n_{max}=500 \text{ min}^{-1}$ odpovídající jmenovitým otáčkám motoru.



Obrázek 4.7 Simulační schéma omezovače otáček

4.6 Modelování a simulace PI regulátoru

V Simulinku je PI regulátor obsažen v knihovně prvků. Bohužel použití PI regulátorů v obvodech elektronických systémů je spojeno v drtivé většině aplikací s tím, že regulátor pracuje v určitých pásmech na omezení. Protože nestačí pouze omezit výstupní signál (vnitřní integrace by pokračovala dále, což by mělo negativní vliv na přechodné děje např. při eventuelní změně znaménka žádané hodnoty), nelze na tyto aplikace standardní blok PI regulátoru z knihovny použít.



Obrázek 4.8 Simulační schéma PI regulátoru momentu

Na obr. 4.8 je znázorněno možné řešení, kdy spolu s omezením výstupu je provedeno omezení i integrační složky a to tím způsobem, že v okamžiku omezení výstupu celého regulátoru dojde k přepnutí vstupu integrátoru na nulu, což způsobí, že na jeho výstupu bude konstantní hodnota (dojde k zastavení integrování) a to až do okamžiku, kdy omezení na výstupu celého regulátoru pomine (při snížení regulační odchylky).

Popsaný model představuje „spojitý“ regulátor, resp. okamžiky výpočtu jsou dány velikostí kroku výpočtu Simulinku [5].

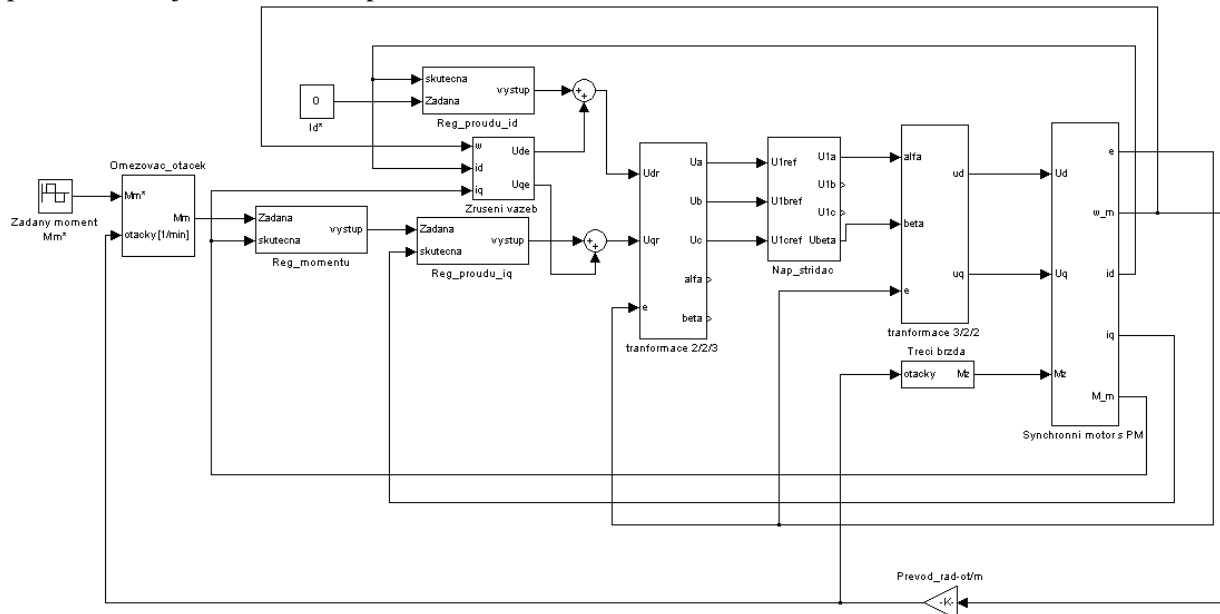
Na obrázku 4.8 je PI regulátor momentu který jsem použil v simulaci. Další dva regulátory proudu i_{ld} a i_{lq} mají shodné simulační schéma s jinými nastavenými hodnotami viz tabulka 4.2.

Regulátor	zesílení K_r	časová konst. T_I	omezení výstupu
momentu	1	30ms	$\pm 16A$
proudu i_d	0,5	5ms	$\pm 2V$
proudu i_q	0,5	5ms	$\pm 9.8V$

Tabulka 4.2 Nastavení regulátoru použitých v simulaci

4.7 Vytvoření modelu regulační struktury

Simulační model regulační struktury, obrázek 4.9, vychází z blokového schématu na obrázku 3.3. ale je zjednodušen o některé prvky, není zde zahrnuto čidlo natočení rotoru a také prvky pro regulaci motoru v oblasti nad jmenovitou rychlostí. V této regulační struktuře se provádí řízení vzhledem k žádané hodnotě momentu. Moment je totiž hodnota, kterou řidič elektromobilu přímo ovlivňuje akceleračním pedálem.



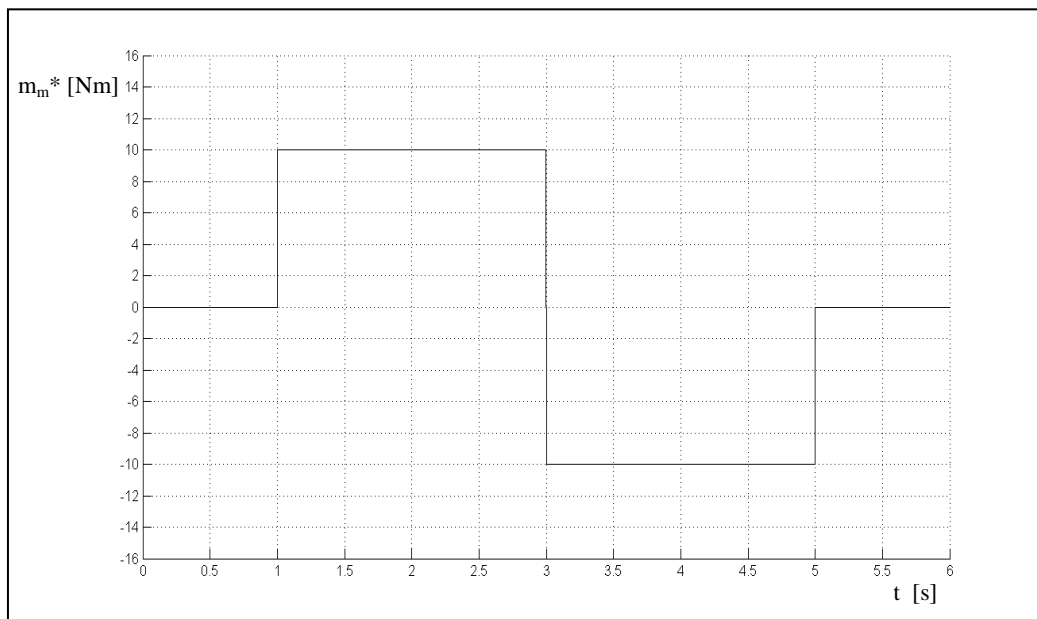
Obrázek 4.9 Simulační schéma regulační struktury

5 *Analýza výsledků simulací*

V této části jsou zobrazeny průběhy jednotlivých sledovaných veličin při vektorově orientovaném řízení synchronního permanentního motoru v případě, že zadávanou veličinou je moment motoru.

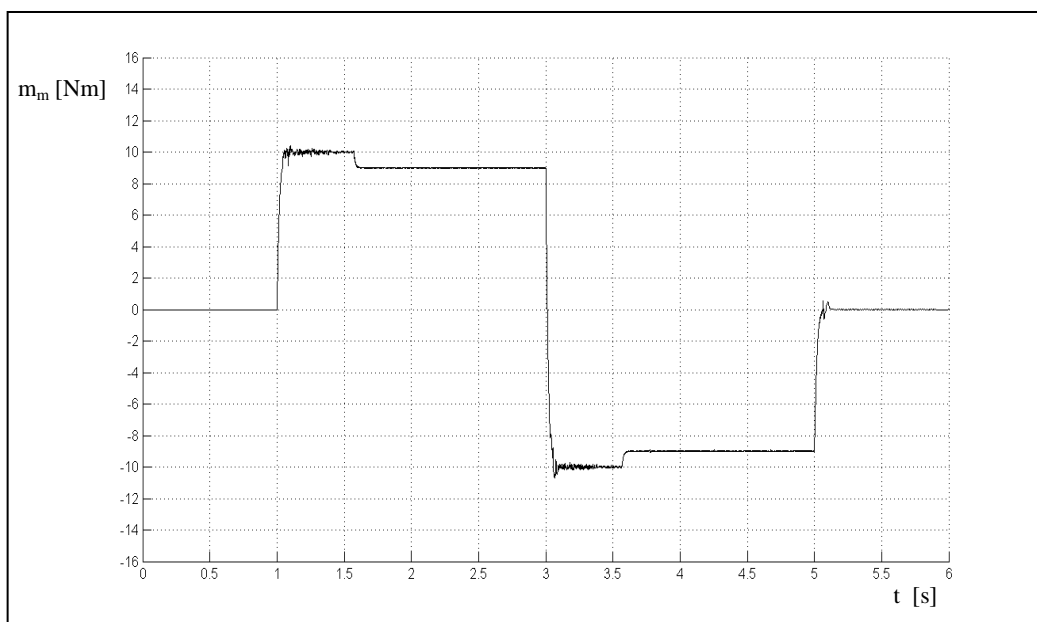
Simulační program Matlab - Simulink vykazuje při určitých výpočtech nedostatky. Při výpočetním kroku, který je omezen z mé strany výpočetním výkonem počítače a časem pro výpočet, se při zákmitech o frekvenci kolem 4000kHz dostává do bodu nespojitosti. Toto je pak v grafu vidět jako zákmity s náhodnou amplitudou. Proto pro korektní zobrazení některých veličin jsem použil filtr – dolní propust se zlomovým kmitočtem $f_z = 100\text{Hz}$.

V této kapitole jsou zobrazeny jen průběhy, které jsem vybral jako důležité pro dokázání funkčnosti a vlastností simulované regulační struktury a z důvodu přehlednosti .



Obrázek 5.1 Žádaný moment motoru m_m^* [Nm]

Průběh žádaného momentu m_m^* obrázek 5.1, jsem zvolil s ohledem na ověření dynamických i statických vlastností regulační struktury. Skoková změna momentu je v čase $t = 1$ s, následná reverzace v čase $t = 3$ s a skok na nulovou hodnotu žádaného momentu v $t = 5$ s.

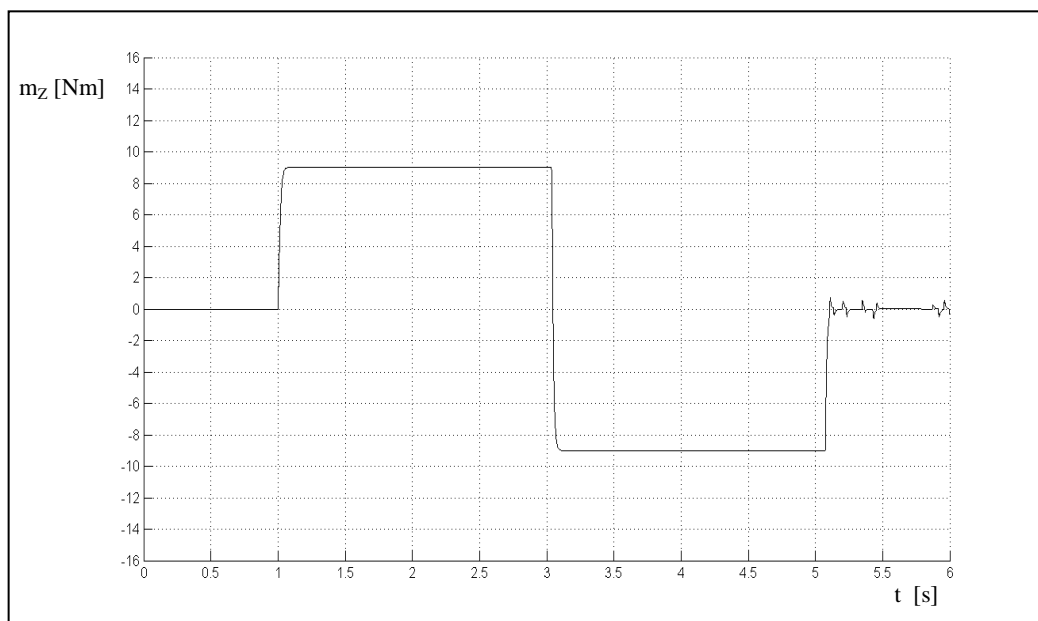


Obrázek 5.2 Okamžitý moment motoru m_m [Nm]

Obrázek 5.2 zobrazuje průběh okamžitého momentu motoru. Na tomto průběhu je vidět dynamika regulace, což dosvědčuje, že motor dosáhl požadované hodnoty $m_m^* = 10$ Nm za dobu $t = 0,05$ s. Odezva motoru na reverzaci také proběhla do času $t = 0,05$ s. Tento průběh je filtrován výše popsanou dolní propustí.

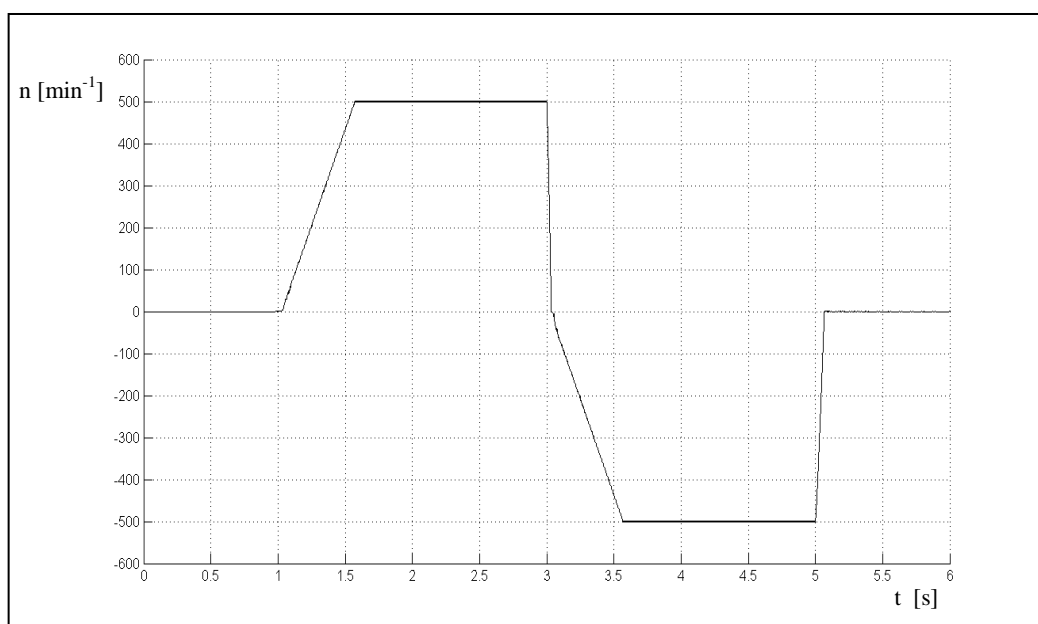
V čase $t = 1,6$ s a $t = 3,6$ s dosáhne motor otáček $n = 500 \text{ min}^{-1}$, respektive $n = -500 \text{ min}^{-1}$. Protože jsou toto jmenovité otáčky motoru a podmínka pro zjednodušení této struktury je, že motor bude pracovat pod jmenovitou hodnotou, zasahuje do regulace omezovač otáček. To se projeví jako snížení momentu motoru na hodnotu rovnající se zatěžovacímu momentu m_z .

Mírné zákmity v čase $t > 5$ s jsou způsobeny hysterezí, se kterou je namodelován blok zatěžného momentu m_z . V okamžicích zákmitů se z brzdy stane motor a z motoru generátor.



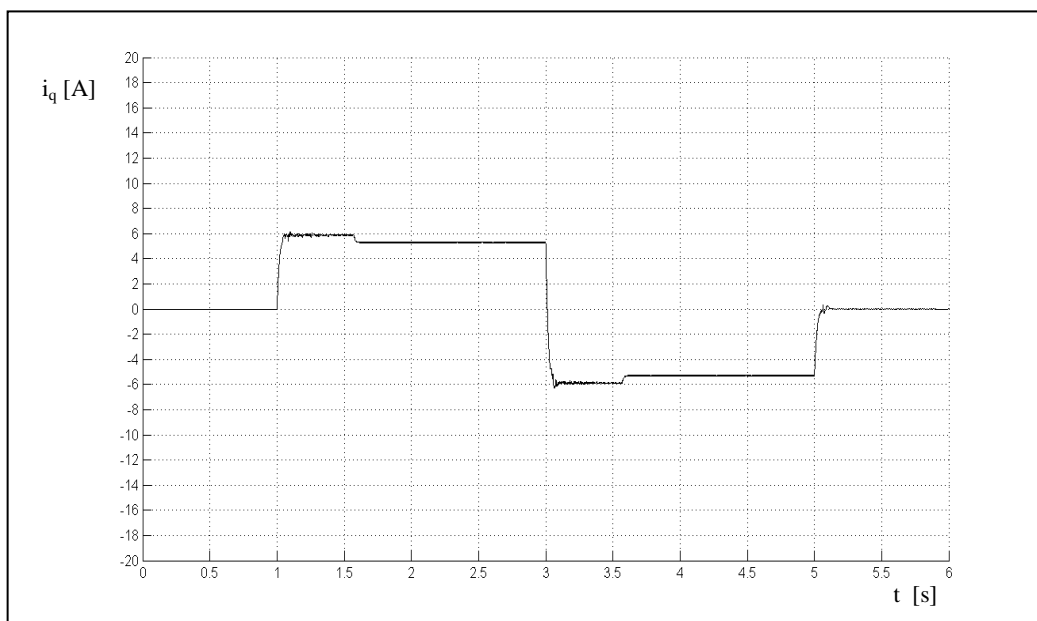
Obrázek číslo 5.3 Zatěžovací moment motoru m_Z [Nm]

Obrázek číslo 5.3 zobrazuje průběh zatěžovacího momentu motoru m_Z [Nm], jehož průběh je namodelován viz kap.4, aby odpovídal tzv. třecí brzdě s nastavitelným m_Z . Hodnotu jsem zvolil $m_Z = 9$ Nm. Hodnota zátěžného momentu neovlivňuje moment motoru, ale jeho rychlost a příkon.



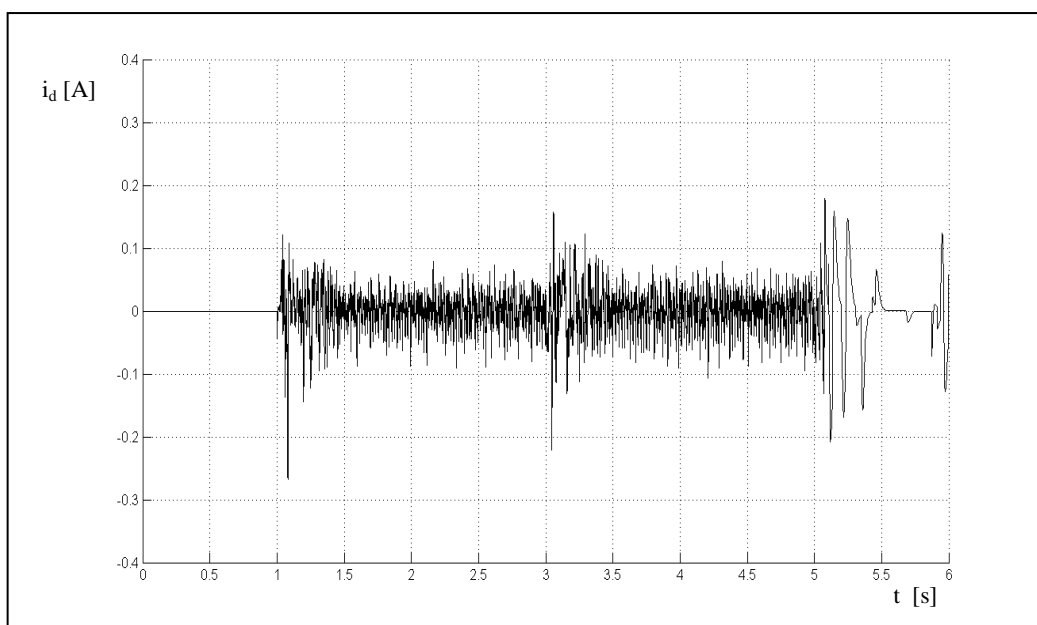
Obrázek číslo 5.4 Otáčky motoru n [min^{-1}]

Obrázek číslo 5.4 zobrazuje průběh otáček motoru n [min^{-1}]. Otáčky jsou závislé na průběhu momentu m_m a m_Z a také na momentu setrvačnosti motoru $J_m = 0,0104 \text{ kgm}^2$. Omezovač otáček udržuje $n < |500| \text{ [min}^{-1}\text{]}$.



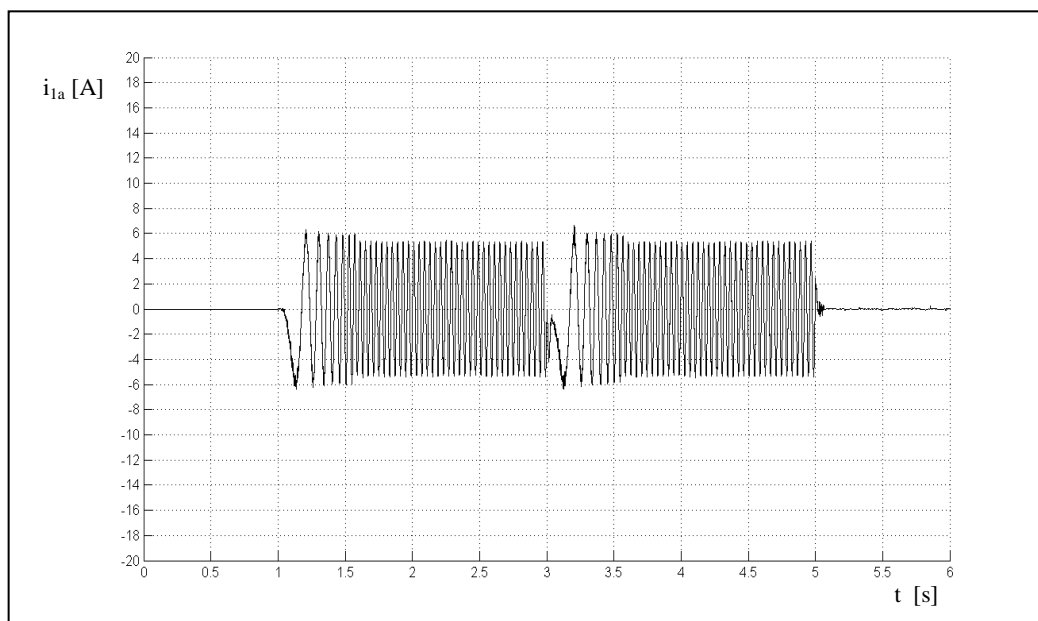
Obrázek 5.5 Momentotvorná složka proudu i_q [A]

Obrázek číslo 5.5 zobrazuje momentotvornou složku proudu i_q , jejíž hodnota je přímo úměrná momentu motoru. Opět je zde zobrazen průběh po projití filtrem, který odstraňuje vliv střídače napětí.



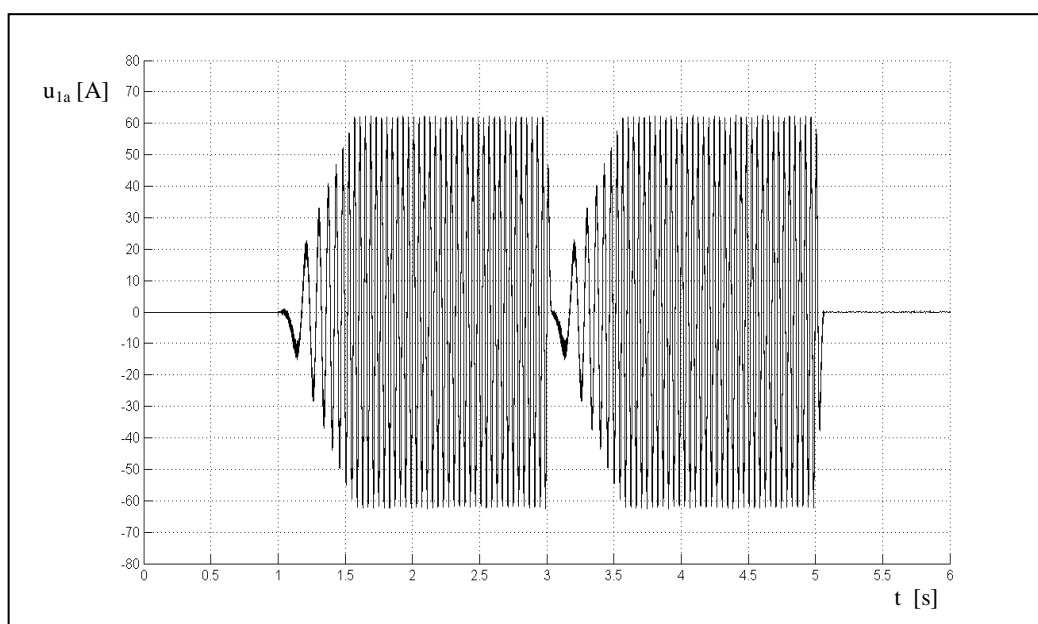
Obrázek 5.6 Složka proudu i_d [A]

Obrázek 5.6 zobrazuje složku proudu i_d , jejíž hodnota je regulována na $i_q^* = 0$ A. Tato hodnota platí pouze do jmenovité hodnoty otáček tak, jak je popsáno v kapitole 3.



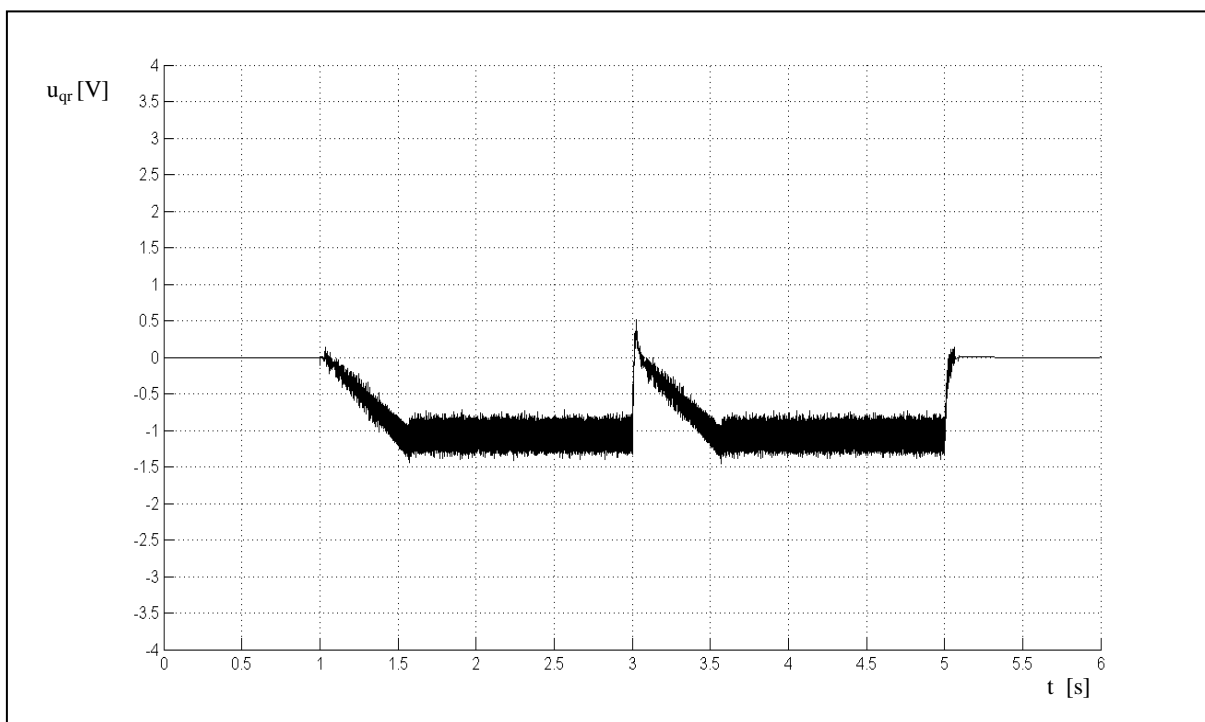
Obrázek 5.7 Proud i_{1a} [A]

Obrázek 5.7 zobrazuje fázový i_{1a} . Pro jeho korektní zobrazení jsem použil filtr – dolní propust se zlomovou frekvencí 1000 Hz. Amplituda proudu se ustálí na hodnotě $i_{1amax} = 5,2A$ po ustálení momentu motoru $M_m = 9Nm$. Efektivní hodnota proudu je pak $I_{1aef} = i_{1amax} / \sqrt{2} = 5,2 / \sqrt{2} = 3,7$ A. Ustálená frekvence při $n = 500 \text{ min}^{-1}$ je 25 Hz.



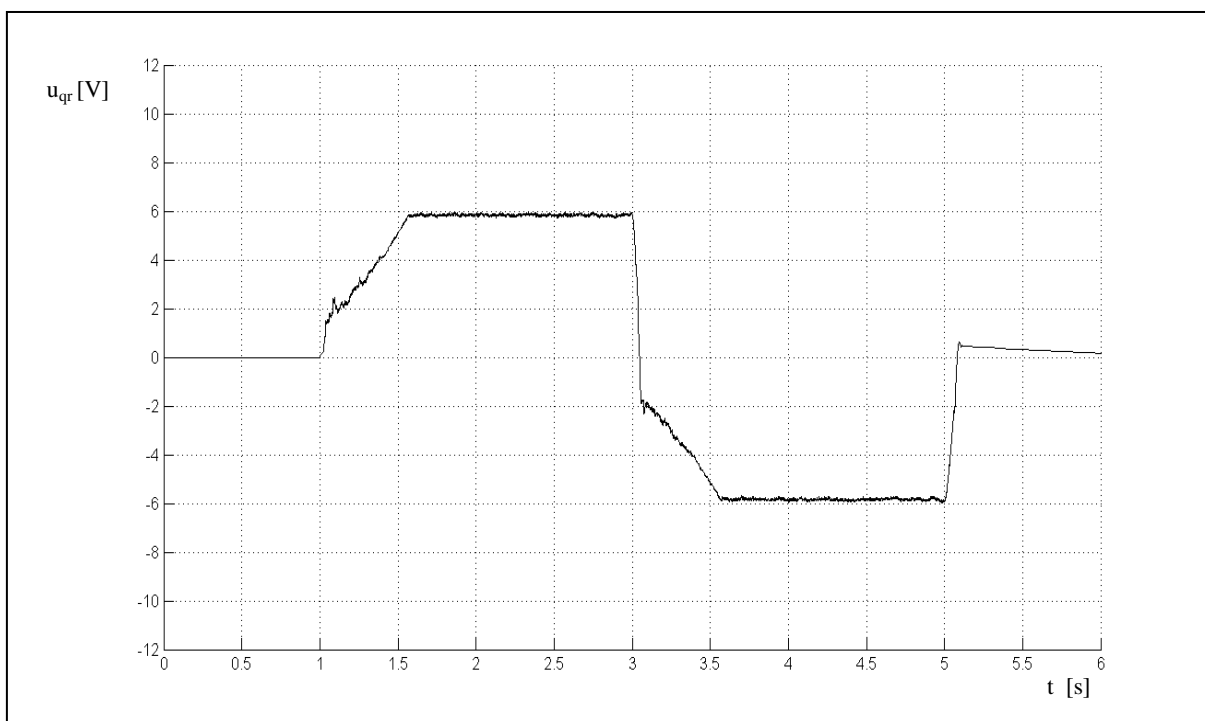
Obrázek 5.8 Napětí u_{1a} [V]

Obrázek 5.8 zobrazuje fázové napětí u_{1a} . Pro jeho zobrazení je opět použit filtr – dolní propust se zlomovou frekvencí 1000 Hz . Amplituda napětí se ustálí na hodnotě $u_{1amax} = 63$ V po ustálení momentu motoru $m_m = 9Nm$. Efektivní hodnota napětí je pak $U_{1aef} = u_{1amax} / \sqrt{2} = 63 / \sqrt{2} = 44,5$ V. Ustálená frekvence při $n = 500 \text{ min}^{-1}$ je 25 Hz.



Obrázek 5.9 Napětí u_{dr} [V]

Obrázek 5.9 zobrazuje složku řídicího napětí u_{dr} , které tvoří referenční hodnotu pro napěťový střídač. Skutečné napětí u_d vstupující do motoru je zesíleno střídačem v poměru stejnosměrného napětí střídače a amplitudy trojúhelníkového signálu



Obrázek 5.10 Napětí u_{qr} [V]

Poslední obrázek 5.10 zobrazuje složku řídicího napětí u_{qr} , které tvoří referenční hodnotu pro napěťový střídač. Skutečné napětí u_q vstupující do motoru je zesíleno střídačem v poměru stejnosměrného napětí střídače a amplitudy trojúhelníkového signálu. Z průběhu lze také dobře vidět, že hodnota otáček motoru je přímo úměrná tomuto napětí.

Závěr:

V první kapitole bakalářské práce je proveden rozbor koncepcí elektromobilů. Jednotlivé hlavní části jsou popsány s ohledem na jejich použití v současných elektromobilech.

Druhá kapitola popisuje požadavky kladené na hlavní části automobilu, většina jich vychází z požadavku na maximální hospodárnost provozu. Neméně důležitá je celková odolnost elektromobilu, reálný provoz způsobuje velké množství vibrací a rázu. Také se musí počítat s agresivním vlivem prostředí zvláště v zimních obdobích.

Třetí kapitola se zabývá rozborech řídicích algoritmů elektromotorů. Jsou zde rozebrány regulační struktury synchronního motoru s permanentními. Algoritmy vycházejí z matematického popisu SMPM, a proto je také zařazen v této kapitole. Podrobně jsou zde rozepsány metody vektorového řízení a přímého řízení momentu SMPM.

Ve čtvrté kapitole jsem na základě předchozího rozboru sestavil simulační model regulační struktury vektorového řízení SMPM. Popis jednotlivých potřebných bloků je také popsán v této kapitole. Mezi nejdůležitější patří simulační model střídače napětí. Tento blok je zde popsán i s dvěma metodami jeho řízení – sinusová komparační PWM a vektorová třífázová PWM. V simulačním modelu je použita sinusová komparační PWM z důvodu zkrácení doby simulace.

Pátá kapitola obsahuje analýzu výsledků simulací. Zobrazené průběhy pokládám za nejvíce vypovídající o vlastnostech regulační struktury. Jsou zde popsány doby odezvy na změny žádaných hodnot, které vypovídají o dynamických vlastnostech. Po ustálení hodnot jsou vidět statické vlastnosti.

Všechny body zadání byly splněny. Tato práce představuje shrnutí znalostí o řízení pohonů elektromobilů a elektromobilech obecně.

Tato práce se nezabývá novým tématem, tudíž za její největší přínos shledávám mnou získané znalosti popsané problematiky. Ke stejnému účelu může přispět osobám zájímajícím se o toto téma.

Literatura

- [1] Neborák, I., Sládeček, V. *Elektrické pohony*. Skriptum VŠB Ostrava 2008.
- [2] Sariati Binti Dalib. *The simulation of the direct torque control of permanent magnet synchronous motor*. Master of Engineering Thesis. Universiti Teknologi Malaysia 2007.
- [3] Brandštetter, P. *Elektrické regulované pohony III*. Skriptum VŠB Ostrava 2005.
- [4] Matlab- Simulink. *Program help – Permanent magnet synchronous motor*.
- [5] Neborák, I. *Modelování a simulace elektronických systémů, část 2*. Skriptum VŠB Ostrava 2006.
- [6] Adamovský, Z. *Optimalizace pohonu elektromobilu*. Disertační práce. VŠB – Technická univerzita Ostrava 2008.
- [7] Selin Özçira, Nur Bekiroğlu, Engin Ayçiçek. *Simulation of direct torque controlled permanent magnet synchronous motor drive*. Study. Yildiz Technical University, Department of Electrical Engineering, 34349 Besiktas, Istanbul, Turkey 2008.
- [8] Chmelík, K. *Asynchronní a synchronní elektrické stroje*. Skriptum VŠB Ostrava 2002.
- [9] Vegr, J. *Elektromobily– historie a současnost*. Odborný článek. Magazín Pro-Energy 2007.
- [10] Historie firmy General Motors. Dostupná na WWW: www.gm.com

Příloha I.

Příloha I. obsahuje výpis m-file použitých v simulacích

m-file bloku napětového střídace

```
% Napetovy stridac rizeny sinusovou komparacni PWM
```

```
% =====
```

```
% vstup(1) .... Uaref
```

```
% vstup(2) .... Ubref
```

```
% vstup(3) .... Ucref
```

```
% vstup(4) .... Up
```

```
% vstup(5) .... Udc
```

```
% vystup(1) ... Ua=Ualfa
```

```
% vystup(2) ... Ub
```

```
% vystup(3) ... Uc
```

```
% vystup(4) ... Ubeta
```

```
% vystup(5) ... volny
```

```
function [vystup] = stridac(vstup);
```

```
% lokalni parametry U10,U20,u30
```

```
if vstup(1)>vstup(4);
```

```
    U10=vstup(5)/2;
```

```
else U10=-vstup(5)/2;
```

```
end;
```

```
if vstup(2)>vstup(4);
```

```
    U20=vstup(5)/2;
```

```
else U20=-vstup(5)/2;
```

```
end;
```

```
if vstup(3)>vstup(4);
```

```
    U30=vstup(5)/2;
```

```
else U30=-vstup(5)/2;
```

```
end;
```

```
vystup(1)=(2*U10-U20-U30)/3;
```

```
vystup(2)=(2*U20-U30-U10)/3;
```

```
vystup(3)=(2*U30-U20-U10)/3;
```

```
vystup(4)=(U20-U30)/sqrt(3);
```

```
end;
```

m-file transformace 2_2_3

```
% Transformace 2/2/3; z d, q do soustavy a, b, c
% =====
% vstup (1) .... Ud
% vstup (2) .... Uq
% vstup (3) .... e

% vystup (1) . ...Ua= Ualfa
% vystup (2) . ...Ub
% vystup (3) . ...Uc
% vystup (4) ....alfa
% vystup (5) ....beta

function [vystup] = trans2_2_3 (vstup);
e=vstup(3);
alfa=vstup(1)*cos(e)-vstup(2)*sin(e);
beta=vstup(1)*sin(e)+vstup(2)*cos(e);
b = [1 0;(-1/2) (sqrt(3)/2)];           %zadani transformacni matice T2/3
c = [alfa;beta];                       %zadani alfa,beta slozky
A=b*c;                                 %tranformace do systému a, b, c
vystup(1)=A(1);
vystup(2)=A(2);
vystup(3)=-A(1)-A(2);
vystup(4)=alfa;
vystup(5)=beta;
```

m-file transformace 2_2

```
% Transformace 2/2; z alfa, beta do d,q
% =====
% vstup (1) .... Ualfa
% vstup (2) .... Ubeta
% vstup (3) .... e

% vystup (1) . ...Ud
% vystup (2) . ...Uq

function [vstup] = trans2_2 (vystup);
alfa=input(1);
beta=input(2);
e=input(3);
output(1)=alfa*cos(e)+beta*sin(e);      %vystup (napeti d)
output(2)=(-alfa)*sin(e)+beta*cos(e);%vystup (napeti q)
```